

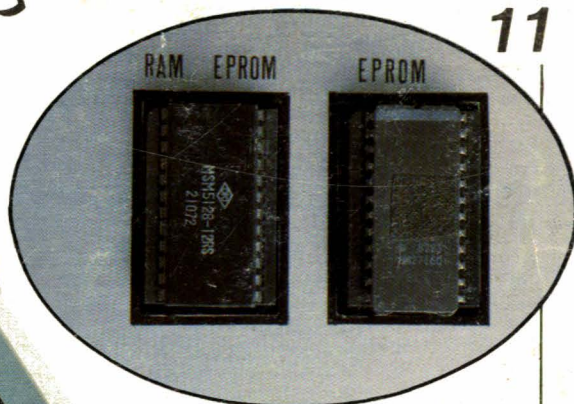
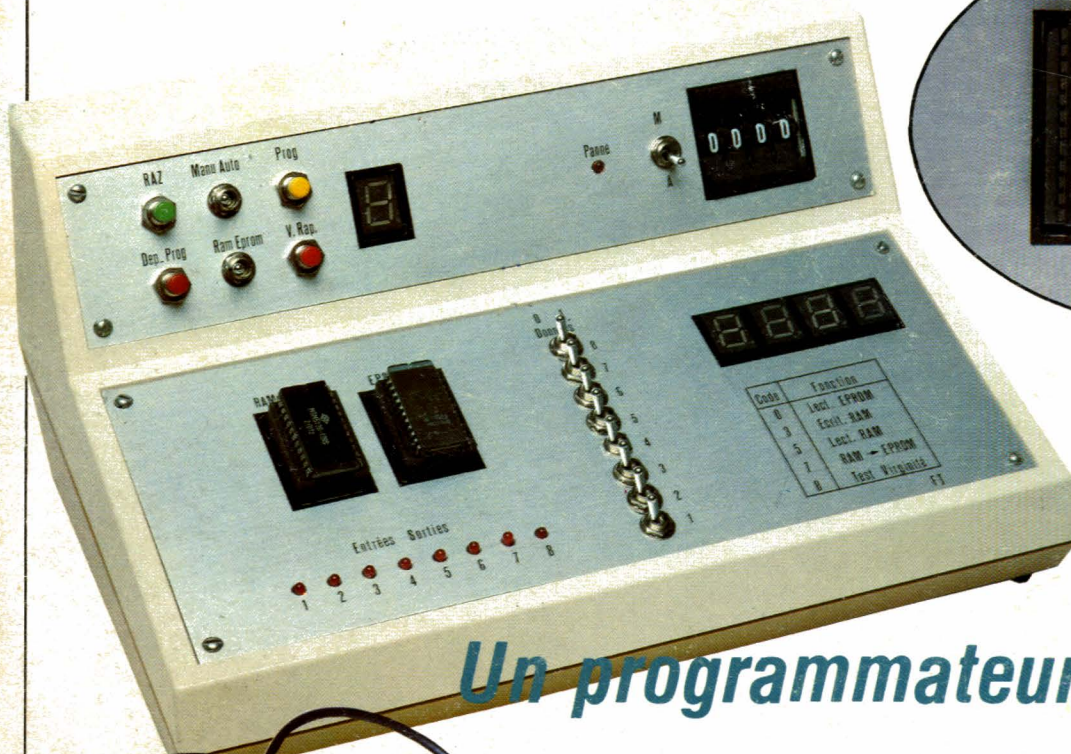
électronique

Loisirs

ISSN 0033 7668

N° 424
Mars
83

11 f

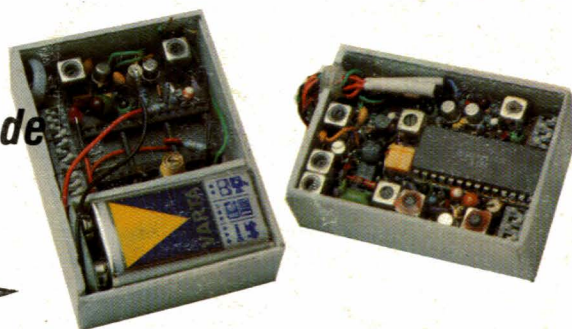


*Un pas
vers
la logique
programmée*

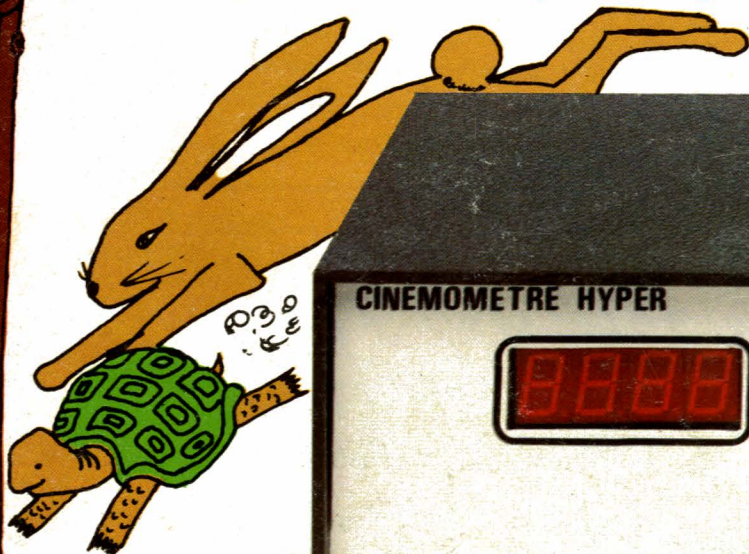
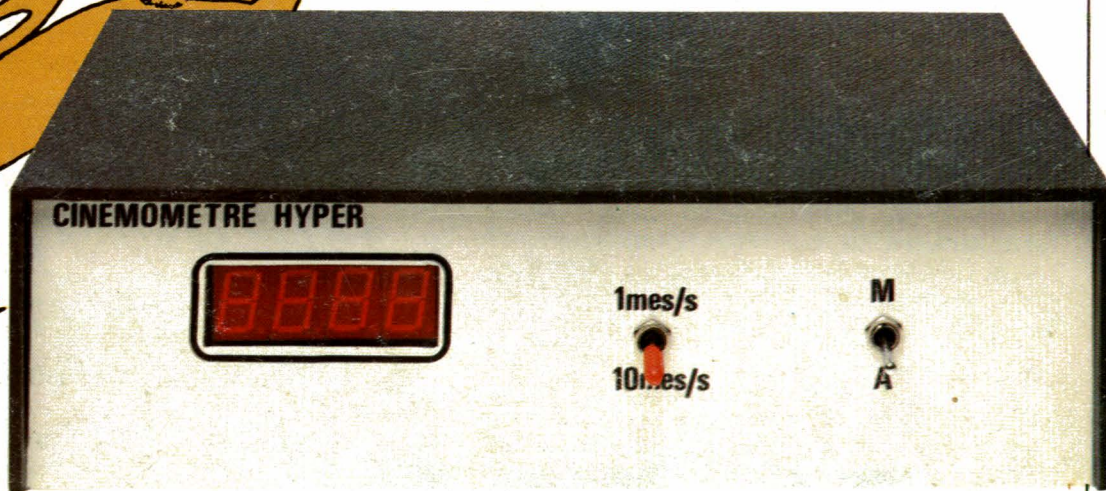
Un programmeur d'EPROM



*Un récepteur
de radiocommande
41 MHz
à synthèse
de fréquence*



Un cinémomètre hyperfréquence



Belgique: 89 FB - Suisse: 4 FS - Canada \$: 1,95 - Espagne: 200 Pesetas - Tunisie: 1,26 Dinar - Italie: 3800 Lires -

T 2438 - 424 - 11,00 F



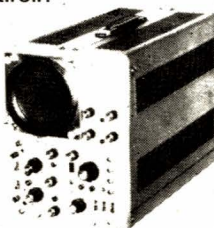
**UN LABORATOIRE
BIEN EQUIPE
VOUS EST
NECESSAIRE ?**

aménagez-le aux prix LAG !

OSCILLOSCOPES

**Affaires exceptionnelles
TEKTRONIX**
double trace, complets avec
tiroir.

En parfait état
de marche
Appareils de
laboratoire
ayant déjà
tourné
Types 515 - 531
533 - 535 - 545
Prix 1500 F
Type 581 - 585
Prix 2500 F
Type 561 (1 GHz)
Prix 4000 F



Port par oscillo 60 F

Demandez notre liste de générateurs BF et HF et d'appareils de mesures en tous genres en affaires à des prix incroyables

HAMEG

HM 103 Simple trace MHz 5 mV à 20 V/cm
B.T. 0.2 S à 0.5 S testeur de composants
Prix 2 229 F Port 40 F
HM 203/4 Double trace 20 MHz 5 mV à 20
V/cm Montée 17,5 S.B.T. xy de 0,2 S à
0,5 S Prix 3 400 F Port 75 F



OSCILLO «TORG»

Présentation identique des
deux modèles - Oscillos
compacts, L 10, H 19, P 30
cm, Poids 3,5 kg.
GARANTIE 1 AN SERVICE
APRES VENTE ASSURE
Simple trace avec 2 sondes
1/1 et 1/10

CI 94 du DC à 10 MHz
Prix 1 295 F Port 40 F
CI 90 du DC à 1 MHz
Prix 890 F Port 40 F

ALIMENTATIONS ELC entrée 220 V

AL 785 13,8 V 5 A
Prix 294 F Port 30 F
AL 813 régulée 6CB) 13,8 V 10 A
Prix 705 F Port 35 F

AL 745 réglable de 2 à 15 V et 0 à 3 A
Prix 446 F Port 25 F
AL 812 réglable de 0 à 30 V et 0 à 2 A
Prix 588 F Port 25 F

Demandez notre liste d'alimentations en affaire et en tous genres

MULTIMETRES

TORG Made in URSS

Garantie 1 an PIECE ET MAIN D'OEUVRE
SERVICE APRES VENTE ASSURE
Livré avec malette alu de protection, pile
cordons et pointes de touche.
Dim. 21 x 11 x 8,5 cm pour les 2 modèles

4313 20.000 Ω /V cc. 40 gammes
Prix 195 F Port 26 F

4341 16.700 ohms/volt
cc 27 gammes universel à
TRANSISTORMETRE
INCORPORE
Prix 195 F
Port 26 F



Pour l'achat de 2 contrôleurs TORG
différents ou du même type, 1 con-
trôleur GRATUIT NH 55 décrit ci-
dessous

NH 55 20.000 ohms/volt cc 6 gammes.
Dim. 60 x 90 x 30 cm. Poids 150 g
Prix 79 F Port 9 F



PINCE AMPEREMETRIQUE 0 à 500 AMPERES 50 HZ

Livrée avec étui et cordons
spéciaux pour mesure des
tensions.

Prix TTC 239 F
+ port 20 F

BON DE COMMANDE

NOM
PRENOM
ADRESSE

JE COMMANDE

819 LE VRAI



20.000 Ω /V = 4.000 Ω /V
80 gammes de mesures.
Dim. 130 x 95 x 35 mm
Livré avec pile, cordons
pointes de touche et étui
anti choc

Prix TTC 469 F Port 15 F

BECKMAN GAMME ESCORT

EDM 101 527 F Port 14 F
T 100 656 F Port 14 F
T 110 790 F Port 14 F

INDISPENSABLE

SUPER PROMOTION

Testeur sonore universel EEH 75 H
pour transistors, diodes, CI, indispensable
à l'électronicien, l'électricien, etc...

Prix 49 F l'unité
Port 13 F
par 20 39 F
par 100 et plus, nous consulter.



OUTILLAGE LA PROMO...



5 pinces chromées,
isolées, fabrication
soignée : coupante
de biais 11,5 cm - 1
coupante de biais
tenaille 14 cm - 1
long bec plat 14 cm -
1 à dénuder réglable 15,5 cm.

au prix TTC incroyable de 99 F
Port 20 F

LAG

Magasins de vente :
PARIS 75010, 26 rue d'Hauteville tél. 824.57.30 ORGE-
VAL 78630 10 Rue de Vernouillet-Commandes Province à
ORGEVAL joindre le règlement pour plus de rapidité • en
CR 50 % à la commande.

RADIO PLANS électronique Loisirs

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43,
rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-
Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris
Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction
Jean-Claude ROUSSEZ
Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de Rédaction
Claude DUCROS
Courrier des Lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans,
75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions
formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs
auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41,
d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du
copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les
analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute
représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de
l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayants-causes, est illicite » (alinéa premier de
l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit,
constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du
Code Pénal. »

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. France : 1
an 95 F - Etranger : 1 an 135 F.

**Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande
accompagnée de 2 F en timbres.**

**IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte
pour les paiements par chèque postal.**

Ce numéro a été tiré
à 102 600 exemplaires
Copyright © 1983



**Dépôt légal mars 1983 - Editeur 1088 - Mensuel paraissant en
fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Press - Compo-
sition COMPOGRAPHIA - Imprimerie DULAC et JARDIN
EVREUX.**

COTATION DES MONTAGES

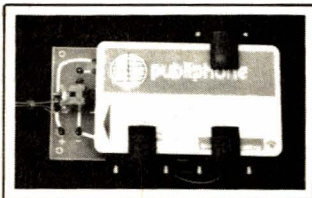
Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche
donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

Temps		moins de deux heures de câblage
		entre deux et quatre heures de câblage
		plus de quatre heures de câblage.
	Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.	
Difficulté		Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.
		Montage nécessitant des soins attentifs.
		Une excellente connaissance de l'électro- nique est nécessaire (mesures, manipula- tions).
Dépense		Prix de revient inférieur à 200 francs.
		Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.
		Prix supérieur à 400 francs.

SOMMAIRE

N° 424
MARS 1983

REALISATIONS



25 Cinémomètre hyperfréquences

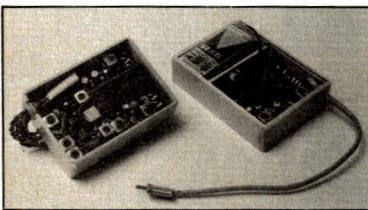
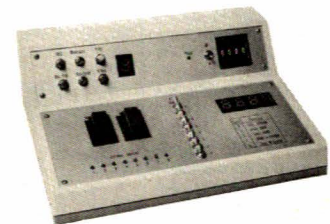
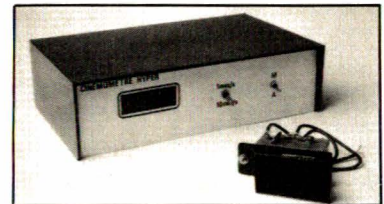
37 Lecteur de badges magnétiques

41 Programmeur d'EPROM

69 Unité de réverbération CR 80

81 Un temporisateur secteur

85 Récepteur R.C. 41-72 MHz à synthèse de fréquence



TECHNIQUE

Ce numéro comporte deux encarts numérotés :

Fiches « idées » 59, 60

Eurelec 61, 63

Sepa 62

Vidéo actualité 64

Fiches « composants » 65, 66

97 Le transistor aux radiofréquences

101 L'amplificateur différentiel

DIVERS

3 Page circuits imprimés

100 Infos nouveautés

106 Rectificateurs

Ont participé à ce numéro :

M. Barthou, M. Bilbille,
J. Ceccaldi, C. Couillec,
Crescas, F. De Dieuleveult,
G. Ginter, P. Gueulle,
F. Jongbloët, P. Patenay,
R. Rateau, J. Sabourin.





Unimer 31

200 K Ω/V Cont. Alt.

Amplificateur incorporé
Protection par fusible et
semi-conducteur
9 Cal = et $\approx 0,1$ à 1000 V
7 Cal = et $\approx 5 \mu A$ à 5 A
5 Cal Ω de 1 Ω à 20 M Ω
Cal dB - 10 à + 10 dB

543 F TTC

Unimer 4

Spécial Electricien

2200 Ω/V ; 30 A

5 Cal = 3 V à 600 V
4 Cal ≈ 30 V à 600 V
4 Cal = 0,3 A à 30 A
5 Cal ≈ 60 mA à 30 A
1 Cal Ω 5 Ω à 5 k Ω
Protection fusible et
semi-conducteur

417 F TTC

Unimer 33

20000 Ω/V Continu

4000 Ω/V alternatif

9 Cal = 0,1 V à 2000 V
5 Cal $\approx 2,5$ V à 1000 V
6 Cal = 50 μA à 5 A
5 Cal $\approx 250 \mu A$ à 2,5 A
5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω
2 Cal μF 100 pF à 50 μF
1 Cal dB - 10 à + 22 dB
Protection fusible
et semi conducteur

341 F TTC



Us 6 a

Complet avec boîtier

et cordons de mesure

7 Cal = 0,1 V à 1000 V

5 Cal ≈ 2 à 1000 V

6 Cal = 50 μA à 5 A

1 Cal $\approx 250 \mu A$

5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω

2 Cal μF 100 pF à 150 μF

2 Cal HZ 0 à 5000 HZ

1 Cal dB - 10 à + 22 dB

Protection par

semi-conducteur

247 F TTC

Transistor tester

Mesure : le gain du transistor
PNP ou NPN (2 gammes),
le courant résiduel collecteur
émetteur, quel que
soit le modèle.

Teste : les diodes GE et SI.

370 F TTC

Sirènes



Pincès ampèremétriques



MG 27

315 F TTC

3 Calibres ampèremètre

$\approx 10-50-250$ A

2 Calibres voltmètre

$\approx 300-600$ V

1 Calibre ohmmètre 300 Ω



MG 28 2 appareils en 1

450 F TTC

3 Calibres ampèremètre

$\approx 0,5, 10, 100$ mA

3 Calibres voltmètre

$\approx 50-250-500$ V

3 Calibres ohmmètre

$\approx 50-250-500$ Ω

5, 15, 50 ; 100 -

250 - 500 A

3 Calibres ohmmètre

$\times 10 \Omega \times 100 \Omega \times 1 K \Omega$

ISKRA

France

354 RUE LECOURBE 75015

Nom :
Adresse :
.....
Code postal :

Je désire recevoir une documentation,
contre 3,60 F en timbres, sur
Les contrôleurs universels
Les pincès ampèremétriques
Les sirènes
Les coffrets
Ainsi que la liste des
distributeurs régionaux

Demandez à
votre revendeur
nos autres produits :
coffrets
vu-mètres
radiateurs
résistances
potentiomètres etc...

ELECTRO · KIT

C'est :

- Un stock important de Kits et de composants électroniques
- Un parking assuré
- Un accueil sympa
- Une vente par correspondance sérieuse et efficace
- La fabrication de vos circuits imprimés: Prototype et série (étamage au rouleau, perçage sur commande numérique).

SPÉCIALISTE DE LA VENTE PAR CORRESPONDANCE

DOCUMENTATION DÉTAILLÉE

- ☐ Outillage et mesure : 5 F en timbres
- ☐ Alarme : 5 F en timbres
- ☐ Kits : 7 F en timbres
- ☐ Divers : 5 F en timbres
- ☐ Catalogue Général (regroupant les rubriques ci-dessus) 15 F - port 9 F

Nom
Prénom
N° Rue
Ville
Code postal

Nous vendons aux lycées - administrations - industriels - etc. Prix de gros aux revendeurs. Nous consulter.

43, av de la Résistance
(ancienne RN5)
91330 Yerres



949.30.34.

*enfin, un mini-atelier
complet, pour l'usinage du métal
et des matières synthétiques*

mini-perceuse à colonne

Capacité de perçage : 8 mm maxi
Moteur : 220/240 V - 50 Hz - 110 W
Vitesse de la broche principale :
- 850 à 3100 tr/mn (type MD1)
- 8000 et 12000 tr/mn (type MD1-H)



mini-tour à métaux

Vitesse : 250 à 3000 tr/mn
Haut. pointes : 50 mm
Moteur : 145 W



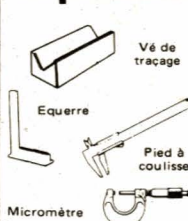
tour à métaux

Porte-outils multiple
Avances automatiques :
2 vitesses



Haut. de pointes : 65 mm
Puissance : 0,25 KW

Outillage de précision



Documentation Gratuite

Veuillez m'envoyer sans engagement de ma part,
une documentation complète à l'adresse ci-dessous :

Nom :
Adresse :

Coupon à retourner à ELMIA - BP 26 - 67550 VENDENHEIM

Un cinémomètre hyperfréquence



La définition du cinémomètre nous est donnée par le Larousse: nom masculin, indicateur de vitesse.

L'appareil décrit dans ces lignes ne permet pas de concurrencer le trop célèbre Mesta 206 fabriqué par la SFIM. Reposant sur les mêmes phénomènes physiques et sur le même principe et bien qu'extrêmement simplifié, il permet les mêmes mesures: mesure de la vitesse d'un mobile par rapport au radar supposé fixe ou, si l'appareil est embarqué dans un véhicule, mesure de la vitesse de la route par rapport à une voiture supposée fixe, les deux solutions étant mathématiquement identiques comme nous le verrons par la suite.

Avant d'aborder les considérations techniques, tournons-nous une dernière fois vers notre dictionnaire qui donne l'origine anglo-saxonne du mot RADAR: Radio Detection And Ranging qui peut se traduire par: mesure et détection par ondes radioélectriques.



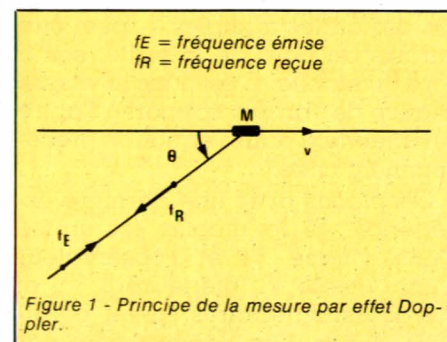
La mesure de vitesse grâce à l'effet Doppler

Supposons, conformément au schéma de la **figure 1**, un mobile M se déplaçant sur une trajectoire rectiligne — de gauche à droite sur le dessin — et un faisceau radar interceptant la trajectoire avec un angle θ . Le radar étant bien entendu en fonctionnement, il émet en permanence une onde entretenue pure de fréquence f_r . Le signal réfléchi par le mobile est renvoyé vers l'émetteur avec une fréquence différente de la fréquence émise f_r et qui

vaut $f_r \pm f_D$. On rencontre le même phénomène avec les ondes acoustiques audibles ou non, mais le phénomène est bien sûr flagrant si ces ondes ont une fréquence comprise entre 20 et 20000 Hz.

Pour un observateur immobile le long d'une route, la hauteur du son émis par un avertisseur augmente lorsque le véhicule s'approche et diminue pendant l'éloignement. Cette variation de fréquence autour de la fréquence réellement émise explique la notation précédemment citée: $\pm f_D$. La fréquence f_D est cou-

ramment appelée fréquence Doppler et se calcule en appliquant la relation:



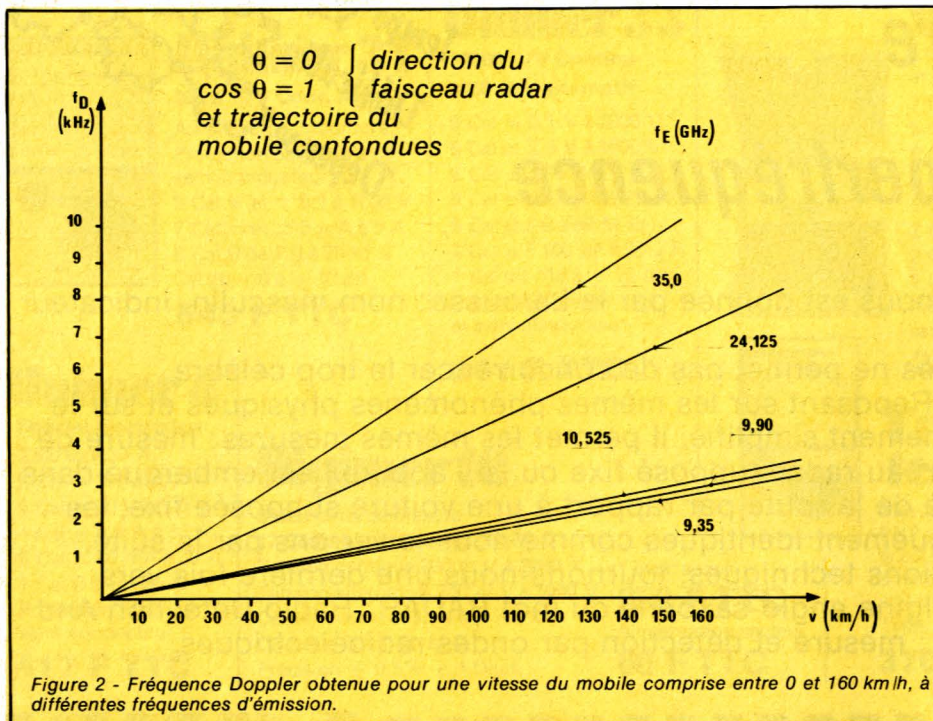


Figure 2 - Fréquence Doppler obtenue pour une vitesse du mobile comprise entre 0 et 160 km/h, à différentes fréquences d'émission.

$f_D = 2 v f_r \cos \theta / c$ où f_r représente la fréquence émise exprimée en Hz, v : la vitesse du mobile en m/s, c la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques (pour notre cas) dans l'air : $2,997 \cdot 10^8$ m/s que l'on arrondit habituellement à $3 \cdot 10^8$ m/s, θ l'angle formé par la direction du mobile et l'axe du faisceau radar. La fréquence Doppler est alors obtenue en Hz.

Si $\theta = 90^\circ$, le mobile — ou cible — se meut perpendiculairement au faisceau, $f_D = 0$ et il n'y a pas d'effet Doppler, si $\theta = 0$, la trajectoire de la cible est confondue avec l'axe du faisceau et le décalage de fréquence est maximal.

Il est évident que si l'observateur immobile actionne un signal sonore quelconque, le même phénomène apparaîtra pour le conducteur — ou passagers — du véhicule. La hauteur du son augmentera pendant la phase d'approche et diminuera au cours de l'éloignement.

Ce qui veut simplement dire que l'organe détecteur — l'oreille dans le cas des ondes audibles — peut être soit fixe au bord de la route, soit à bord du mobile. C'est donc la vitesse relative de l'un par rapport à l'autre qui intervient dans l'équation précédemment citée.

Concluons avec une dernière expérience. Si le mobile est animé d'une vitesse V_2 et l'observateur d'une vitesse V_1 inférieure à V_2 , et que leurs trajectoires soient parallèles — cas d'un dépassement par

exemple — c'est la vitesse relative, donc $V_2 - V_1$ qui donnera la fréquence Doppler et cette différence de vitesse sera utilisée dans l'équation $f_D = 2 V f_r \cos \theta / c$.

Dans le cas des ondes acoustiques, c représente la vitesse de propagation des ondes en milieu normal, soit environ 340 m/s.

Les courbes de la figure 2 donnent le décalage de fréquence f_D pour des vitesses comprises entre 0 et 160 km/h et des fréquences d'émission différentes: 9,35 GHz, 9,47 GHz... 9,9 GHz, 10,525 GHz.

Le module Doppler

Nous avons vu dans RP-EL n° 411 qu'il existait un certain nombre de modules appelés module Doppler et destinés en général à la détection d'intrus: alarme dite « volumétrique ».

Ces modules comportent une diode Gunn émettrice oscillant dans une cavité ou un guide d'ondes et une diode Schottky réceptrice et mélangeuse.

Nous utiliserons pour le cinémomètre le module hyperfréquence Siemens SMX5 qui a été conçu pour la surveillance de locaux et la réalisation de détecteurs d'approche mais qui convient parfaitement à notre application. Tout objet mobile situé dans le champ émis par le module, provoque une variation de la fréquence émise par la diode Gunn.

La diode Schottky reçoit ce signal et délivre par battement entre le signal reçu et une fraction du signal émis le signal BF à la fréquence f_D .

Le module Doppler équipé d'une diode Gunn et d'une diode Schottky est livré assemblé et réglé, la diode Schottky court-circuitée pour des raisons de protection. La fréquence d'oscillation vaut 9,35 GHz, la puissance de sortie 12 mW pour une alimentation de 8 V, un courant moyen de démarrage inférieur à 200 mA et un courant de fonctionnement valant environ 125 mA. La puissance absorbée vaut alors 1 W ce qui donne un rendement de l'ordre de 1,2 %, excessivement faible et commun à tous ces types d'oscillateurs à diode Gunn.

La diode Schottky sera chargée par une résistance de 10 k Ω et polarisée grâce à une résistance de 100 k Ω placée entre l'anode et la tension d'alimentation de la diode Gunn: + 8 V. La cathode étant reliée au zéro électrique, il en résulte un courant de polarisation de 60 μ A traversant la diode.

Le constructeur donne pour ce module une portée de l'ordre de 15 m. La portée réelle que l'on peut attendre d'un tel système ne peut pas être déduite immédiatement des fiches techniques du constructeur mais dépend d'un grand nombre de paramètres comme nous allons le voir.

Équations du radar

Les équations du radar sont des équations simples qui montrent comment se comporte la puissance reçue en fonction des divers paramètres:

P_E : puissance émise et P_R : puissance reçue, toutes deux exprimées en W;

λ : longueur d'onde en mètres = c/f soit 3,205 cm pour 9,35 GHz;

d : distance séparant le radar et l'obstacle;

D : fraction de puissance effectivement transmise par le milieu (air);

S : surface apparente de la cible ou mobile en m².

Si G est le gain en puissance de l'antenne, la puissance interceptée par la cible vaut:

$$P_E \cdot G \cdot S \cdot D / 4 \pi \cdot d^2$$

Soit Q le facteur de rerayonnement de la cible dans la direction du radar. Si le radar recueille parfaitement l'énergie et si l'antenne de

gain G supposée parfaitement adaptée au récepteur, transmet à ce dernier la puissance contenue dans une surface sphérique centrée sur la cible de section $G\lambda^2/4\pi$, la puissance P_R recueillie finalement par le récepteur vaut:

$$P_R = \frac{G^2 D^2 \lambda^2 Q S}{(4\pi)^3 d^4}$$

Et si pour des faibles distances on prend $D = 1$, on ne commet qu'une erreur très faible et P_R devient:

$$\frac{P_R}{P_E} = \frac{G^2 \lambda^2 Q S}{(4\pi)^3 d^4}$$

Et c'est P_R , puissance recueillie par le récepteur qu'il faut comparer à la puissance de bruit de fond radioélectrique afin de déterminer la distance maximale donnée à laquelle peut se trouver le mobile pour être détecté.

Si on appelle K le rapport devant exister entre la puissance de crête du signal et la puissance moyenne de bruit pour assurer une probabilité acceptable de détection, n le facteur de bruit du récepteur égale au rapport entre la puissance de bruit apparente engendrée effectivement dans ce récepteur et la puissance de bruit minimale déterminée par les lois thermodynamiques classiques et valant: $kT\Delta f$ où k est la constante de Boltzmann ($1,37 \cdot 10^{-23}$ J/K), T la température absolue des circuits d'entrée du radar et Δf la bande passante du récepteur. La puissance minimale de signal détectable vaut alors:

$$P_{R \text{ min.}} = P_E \frac{G^2 \lambda^2 Q S}{(4\pi)^3 (d \text{ max.})^4} \\ = K \cdot n \cdot k \cdot T \cdot \Delta f$$

D'où finalement la portée maximale: (1)

Cette expression est connue sous le nom d'équation du radar. Elle est intéressante car elle permet de rendre compte de l'influence des divers paramètres relatifs à la constitution d'un équipement sur la portée de l'appareil. Elle doit être interprétée avec précaution car certains de ces paramètres ne sont pas totalement indépendants.

— La portée croît comme la racine carrée de la surface radioélectrique de l'aérien;

— La portée croît comme l'inverse de la racine carrée de la longueur d'onde;

— La portée croît comme la racine quatrième de la puissance de crête émise, la puissance doit être multipliée par 16 pour doubler la portée;

— la portée varie en raison inverse de la racine quatrième du facteur de bruit du récepteur et de la bande passante de ce récepteur.

Dès lors, on peut songer à émettre avec des puissances de crête très élevées et pendant de brèves périodes, mais plus les impulsions sont courtes, plus la bande passante du récepteur Δf doit être large. En d'autres termes, seuls P_E et Δf ont de l'importance et P_E et Δf ne peuvent pas être analysés séparément.

Le produit $Q \cdot S$ que l'on rencontre dans les formules précédemment énoncées représente la faculté de l'obstacle à renvoyer l'énergie électromagnétique vers le radar; on appelle généralement ce produit: surface radar équivalente.

Si le cinémomètre nous préoccupe doit être destiné à la mesure de la vitesse des véhicules, on aura une surface équivalente radar comprise entre 1 et 3 m².

La portée maximale peut être assez facilement estimée en se fixant les divers paramètres.

Si l'on prend des chiffres raisonnables: $n = 20$ dB, $K = 200$, on peut envisager deux cas: module SMX5 tel quel sans antenne et module équipé d'une antenne cornet donnant un gain d'environ 15 dB.

Nous prendrons les cas les plus défavorables: puissance émise minimale donnée par le constructeur: 5 mW. Le guide d'onde et la bride associée débouchant à l'air libre donnent un gain d'environ 6 dB, la puissance apparente rayonnée vaut alors $5 \cdot 10^{6/10} = 19,9$ mW soit environ +13 dBm et pour 12 mW la puissance apparente rayonnée vaut 47,7 mW soit environ 17 dBm que l'on retrouve dans les feuilles de caractéristiques Siemens.

Nous prendrons la plus petite surface équivalente radar: 1 m² et pour la bande passante, la plus haute fréquence Doppler à transmettre:

6 kHz. Nous obtenons alors $d_{\text{max}} = 4,80$ m, ce qui est très peu. Suffisant lorsque le radar est à cheval sur les rails de protection d'une autoroute mais très largement insuffisant dans la plupart des cas.

Équipons donc le module Doppler d'une antenne cornet donnant un gain d'environ 15 dB, pour la même puissance émise de 5 mW la puissance apparente rayonnée deviendra: $P_{\text{ar}} = 5 \cdot 10^{15/10} = 158$ mW correspondant à +22 dBm et dans le cas le plus favorable: 12 mW, $P_{\text{ar}} = 12 \cdot 10^{15/10} = 380$ mW soit 26 dBm. Toutes choses restant égales par ailleurs, la nouvelle portée du cinémomètre peut être calculée en appliquant les mêmes formules par exemple, on obtient: $d_{\text{max}} = 13,60$ m.

En fait, les modules tels le SMX5, sont rarement utilisés seuls et sont associés à des antennes pour des raisons de directivité et pour augmenter la puissance apparente rayonnée dans une direction privilégiée — exemple du Mesta 206 —.

Les antennes

Les doublets, cornets et fentes, peuvent être utilisés seuls mais servent en général d'éléments primaires et sont associés à un réflecteur.

Ces réflecteurs sont le plus souvent des surfaces métalliques pleines où s'il est nécessaire d'alléger les structures, percées de trous de dimension faible par rapport à la longueur d'onde. L'emploi de tels réflecteurs permet de construire de façon relativement aisée des antennes à grand gain. Le réflecteur le plus classique est l'antenne parabolique — qui manque de discrétion au bord de la route — les lois de l'optique géométrique applicables dans ce cas montrent qu'un tel réflecteur transforme l'onde sphérique issue de la source primaire placée au foyer en une onde plane dont le rayon est parallèle à l'axe de la parabole.

L'emploi d'un miroir parabolique donne, soit une antenne parabolique lorsque le miroir est un paraboloïde de révolution, soit une antenne à cylindre parabolique... La forme du faisceau obtenu dépend de la façon dont la source primaire illumine le réflecteur et des dimensions de celui-ci. Plus le miroir est grand, plus le faisceau est fin. Le gain de l'antenne sera également meilleur si l'énergie renvoyée par la source

$$(1) \quad d_{\text{max}} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{G\lambda} \cdot \sqrt{\frac{P_E Q S}{4\pi \cdot K \cdot n \cdot k \cdot T \cdot \Delta f}}$$

primaire est répartie sur le miroir d'une façon uniforme, cependant il faut généralement admettre une répartition favorisant la partie centrale au détriment des bords, si l'on veut diminuer l'importance des lobes secondaires. L'emploi d'un cylindre parabolique combiné avec deux plaques métalliques planes conduit à l'antenne dite en fromage qui permet d'obtenir un faisceau plat en réduisant le niveau des lobes secondaires. On place la source primaire: cornet doublet, dans la région focale au milieu de l'ouverture du réflecteur.

Notre but n'étant pas précisément de faire réaliser au lecteur une parabole de 2 mètres de diamètre, nous en resterons là avec ce chapitre sur les antennes qui n'avait qu'un intérêt didactique.

La mesure et l'affichage en km/h

Revenons donc à la mesure de la vitesse. Dans la relation $f_D = 2v f_r / c$ nous avons v qui est exprimé en m/s ce qui donne, si l'axe du faisceau radar et la trajectoire du mobile sont confondues $\theta = 0$, $\cos \theta = 1$, la fréquence Doppler peut s'exprimer simplement dans le cas où:

$f_r = 9,35 \text{ GHz}$ et $c = 2,997 \cdot 10^8 \text{ m/s}$, $f_D = 62,4 \text{ v(m/s)}$. Le mètre par seconde n'est pas une unité très pratique et l'on préfère généralement employer le kilomètre par heure. La fréquence Doppler s'exprime alors grâce à une nouvelle relation:

$f_D \text{ (en Hz)} = 17,32 \text{ v(km/h)}$. Le résultat cherché, la vitesse en km/h s'obtient donc en mesurant la fréquence Doppler f_D et en la divisant par 17,32. On est alors ramené à une mesure de fréquence, problème connu.

On pourrait mesurer la période de f_D :

$T = \frac{1}{f_D}$ à l'aide d'une base de temps de référence, par exemple une horloge à 1 MHz, on aurait alors $v \text{ (km/h)} = \frac{1}{17,32 T}$. Le nombre T peut être exprimé en binaire ou en BCD mais pour une précision de 0,5 %, le compteur en binaire, devrait avoir une capacité telle que 22 bits sont nécessaires.

A cet inconvénient s'ajoute une liste assez nombreuse, la vitesse ne

peut être obtenue qu'en calculant $\frac{1}{17,32 T}$ impliquant une multiplication et une inversion, ce qui n'est pas simple si l'on ne dispose pas d'un microprocesseur. En contre-partie, on obtient une vitesse quasi instantanée du mobile et toujours grâce au microprocesseur, on peut envisager d'afficher la vitesse que si trois mesures successives ne diffèrent que de $x \%$.

Cette solution est beaucoup trop compliquée et nous l'avons abandonnée au profit d'un système beaucoup plus classique ne comportant que des circuits CMOS classiques de la série 4000.

Si l'on compte la fréquence f_D pendant un temps T le résultat peut être exprimé par N impulsions telles que $N = f_D \cdot T$. Pour des raisons pratiques on veut maintenant que le résultat du comptage N soit représentatif de la vitesse du mobile en km/h on a donc:

$$N = f_D \cdot T \text{ et } v \text{ (km/h)} = \frac{f_D}{17,32}$$

et l'on veut $N = v \text{ (km/h)}$.

Si le comptage de N est effectué en code BCD il peut être directement exploité: décodage BCD-sept segments. La résolution du système vaut 1 km/h. Il est alors simple de faire 10 mesures par seconde, chaque cycle de 100 ms sera constitué par une période de comptage de 57,7 ms puis suivi d'un temps mort de 42,3 ms. Pendant le temps mort le résultat du comptage sera stocké dans des bascules bistables et affi-

ché jusqu'au cycle suivant, les compteurs BCD seront, juste ensuite, remis à zéro et prêts pour une nouvelle période de comptage.

La résolution du km/h peut sembler insuffisante. Le problème est simple et la solution connue: dans un fréquencemètre si l'on veut un chiffre supplémentaire on multiplie la période de comptage ou temps d'ouverture de la porte par 10. La période de comptage devient alors 577 ms, la résolution passe à 0,1 km/h et la cadence de mesure est diminué d'un facteur 10 devenant 1 mesure par seconde.

Dans les deux cas, la vitesse obtenue et lue est une vitesse moyennée sur le temps de comptage: 57,7 ms ou 577 ms.

La base de temps

Ayant défini le fonctionnement du cinémomètre, on peut maintenant attaquer la réalisation des circuits.

Tous les signaux seront délivrés à partir d'une horloge à 1 MHz qui, par divisions successives, nous donnera les temps d'ouverture de porte et la cadence de mesure. Le schéma théorique de l'horloge, très classique est représenté à la figure 3. La figure 4 représente le schéma théorique de la base de temps. L'impulsion 57,7 ms ou 577 ms est détectée grâce aux sorties Q_5 , Q_7 et Q_7 des circuits intégrés 4017 correspondants. Un inverseur permet de se passer d'un di-

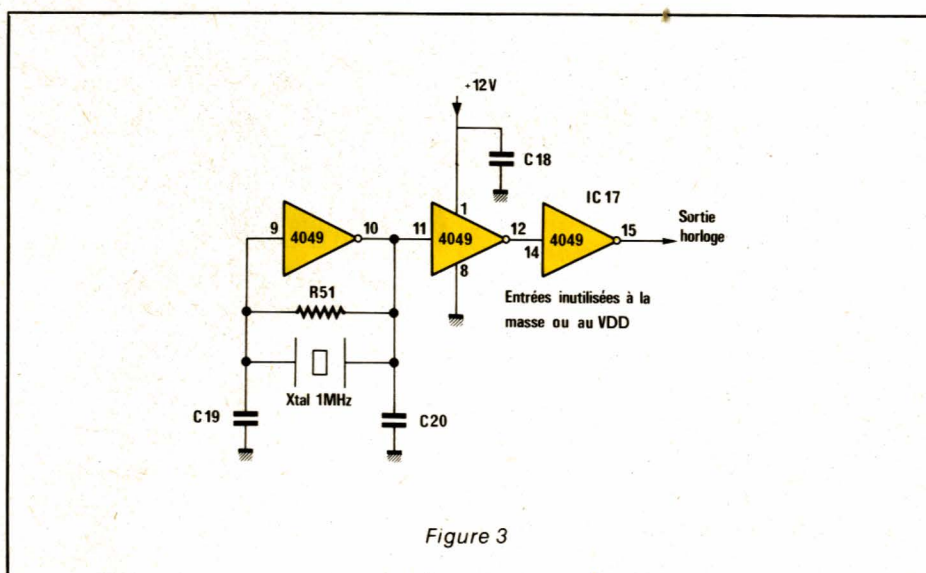


Figure 3

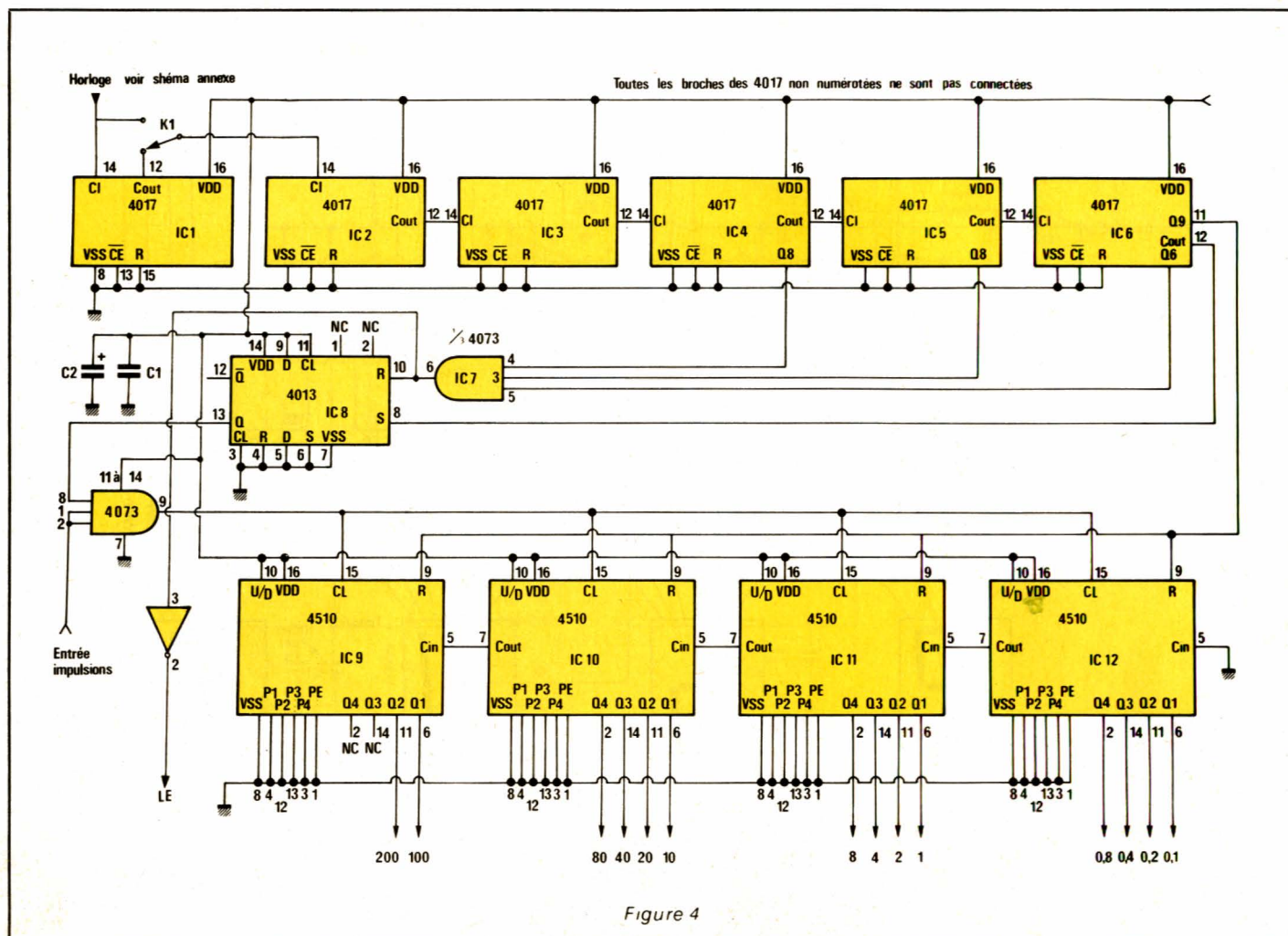


Figure 4

visueur par 10 et procure ainsi la commutation 1 mes/10 mes par seconde.

On s'aidera pour la compréhension du fonctionnement de la base de temps, du diagramme des temps de la figure 5.

La 577^e impulsion est aussi utilisée pour mémoriser le résultat dans des bascules bistables — incluses dans les décodeurs BCD sept segments — circuits intégrés 4513.

La 900^e impulsion est utilisée pour la remise à zéro des compteurs BCD. Les compteurs BCD sont de simples compteurs 4510 mis en cascade qui n'appellent aucun commentaire particulier.

La figure 6 représente l'affichage proprement dit du système. Les données présentes à l'entrée du circuit sont stockées sur un front descendant de l'entrée LE correspondant à la 577^e impulsion bloquant la porte et stockant le résultat.

Les sorties sept segments des circuits de décodage alimentent des afficheurs via une résistance de limitation de courant.

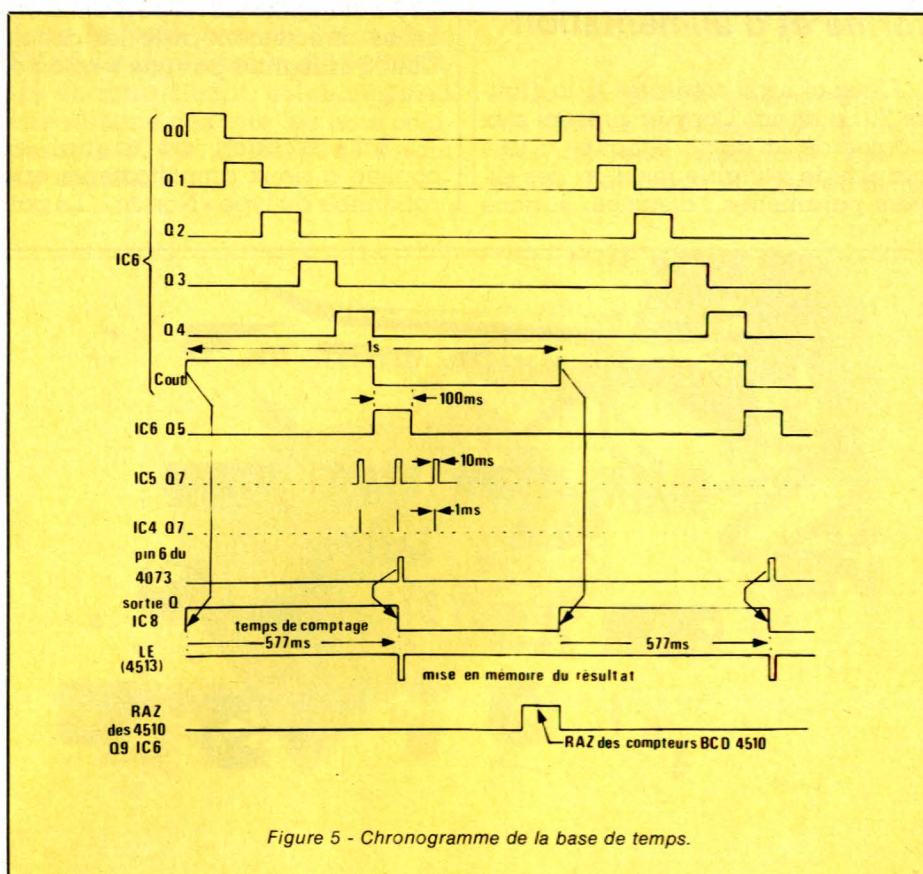


Figure 5 - Chronogramme de la base de temps.

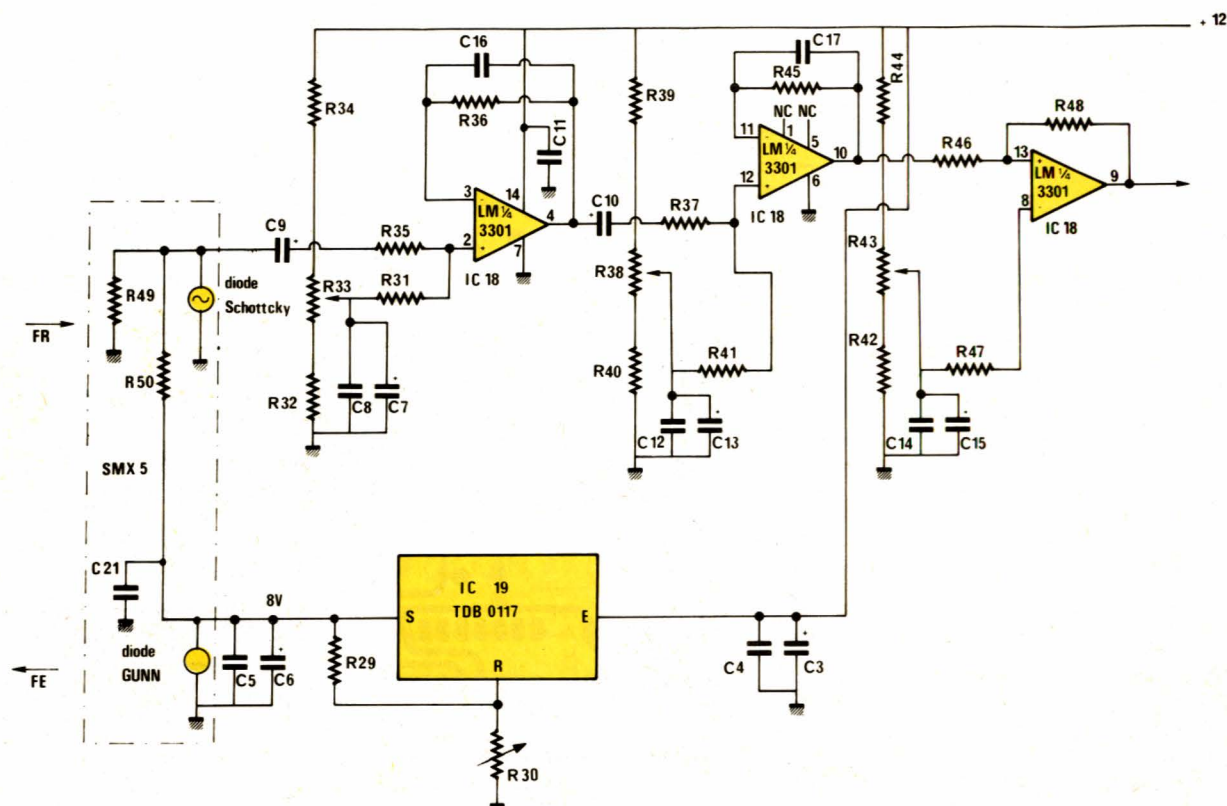


Figure 7 - Alimentation et traitement du signal.

L'alimentation

Le cinémomètre est prévu pour une alimentation +12 V. La consommation est faible (≈ 200 mA) et l'énergie nécessaire peut par exemple être prélevée sur la prise allume-cigare d'une automobile. Le module SMX5 réclame une tension d'alimentation de +8 V pour sa diode Gunn, un simple régulateur TDB0117 lui fournit.

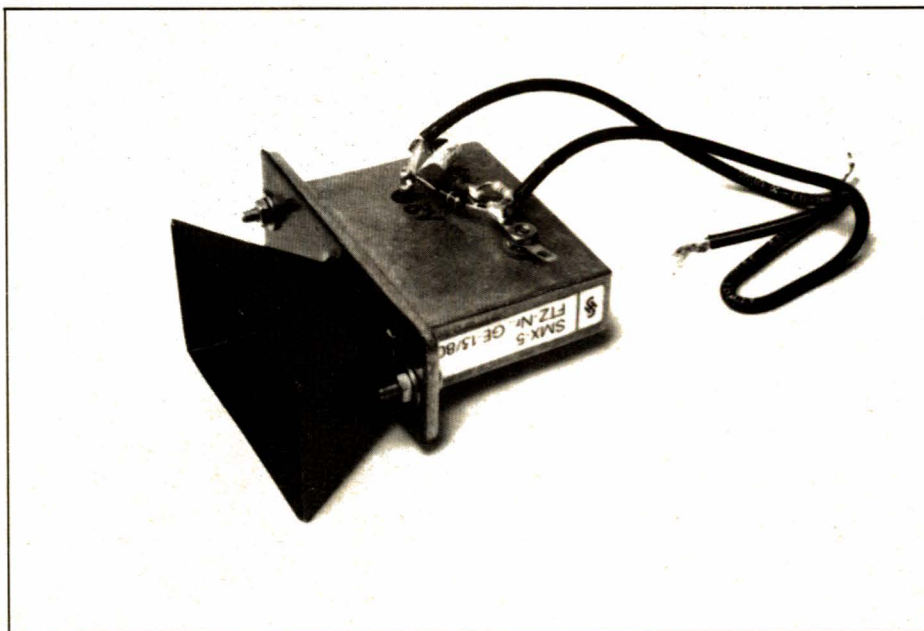
Trois composants seront montés directement sur le module hyperfréquence, un condensateur de 10 nF de découplage entre le +8 V diode Gunn et la masse et deux résistances de polarisation de la diode Schottky: 100 k Ω entre +8 V et diode, 10 k Ω entre diode Schottky et masse.

Les opérations de réglage — surtout celle concernant le régulateur +8 V — devront s'effectuer en l'absence du SMX5. Une tension supérieure à 10 V détruirait le module. On amènera donc la tension à +8 V à l'aide de la résistance ajustable et ensuite seulement on

pourra connecter la diode Gunn, dans le sens correct. Le module SMX5 est livré avec la diode Schottky en court-circuit, celui-ci pourra être éliminé dès que les trois composants 100 k Ω , 10 k Ω , 10 nF auront été soudés.

Réalisation pratique

Les circuits du cinémomètre ont été réalisés sur deux circuits imprimés différents: un circuit base de temps, comptage et mise en forme



dont le tracé des pistes est donné à la figure 8 et l'implantation à la figure 9 et une carte affichage dont le tracé des pistes est donné à la figure 10 et l'implantation des composants à la figure 11. Le tout prend place dans un coffret Strapu réf. 5003.

Réalisation d'une antenne

Dans les conditions actuelles, le gain ne peut être augmenté. Le bruit présent aux bornes de la diode Schottky est tel qu'il s'ensuivrait une dégradation du rapport signal sur bruit et un comptage erroné. Nous avons vu dans un précédent paragraphe qu'il était bien préférable d'utiliser une antenne. La réalisation de l'antenne que nous avons fabriquée est à la portée de tous et ne vous demandera qu'une heure de travail et quelques dizaines de centimètres carrés de cuivre 1,5 ou 2 mm d'épaisseur.

Les schémas relatifs à la construction de ce cornet d'un faible encombrement sont donnés à la figure 12. Les cinq pièces constitutantes seront découpées puis assemblées par soudure. L'état de surface interne est assez important ainsi que l'adaptation : juxtaposition des fenêtres entre le module SMX5 et le cornet. Les traces de soudures pourront être limées et les surfaces internes largement polies. Une couche de peinture suffit pour protéger les surfaces externes de l'oxydation.

Le gain de l'antenne dépend en partie du soin apporté à sa réalisation mais on peut compter sur une quinzaine de dB.

Conclusion

Cet appareil est d'un coût relativement bas. Le module SMX5 est assez bon marché et l'approvisionnement des circuits CMOS ne doit poser aucun problème.

Il sera installé de manière à ce que la direction du faisceau et la trajectoire du mobile soient confondues $\theta = 0$, $\cos\theta = 1$.

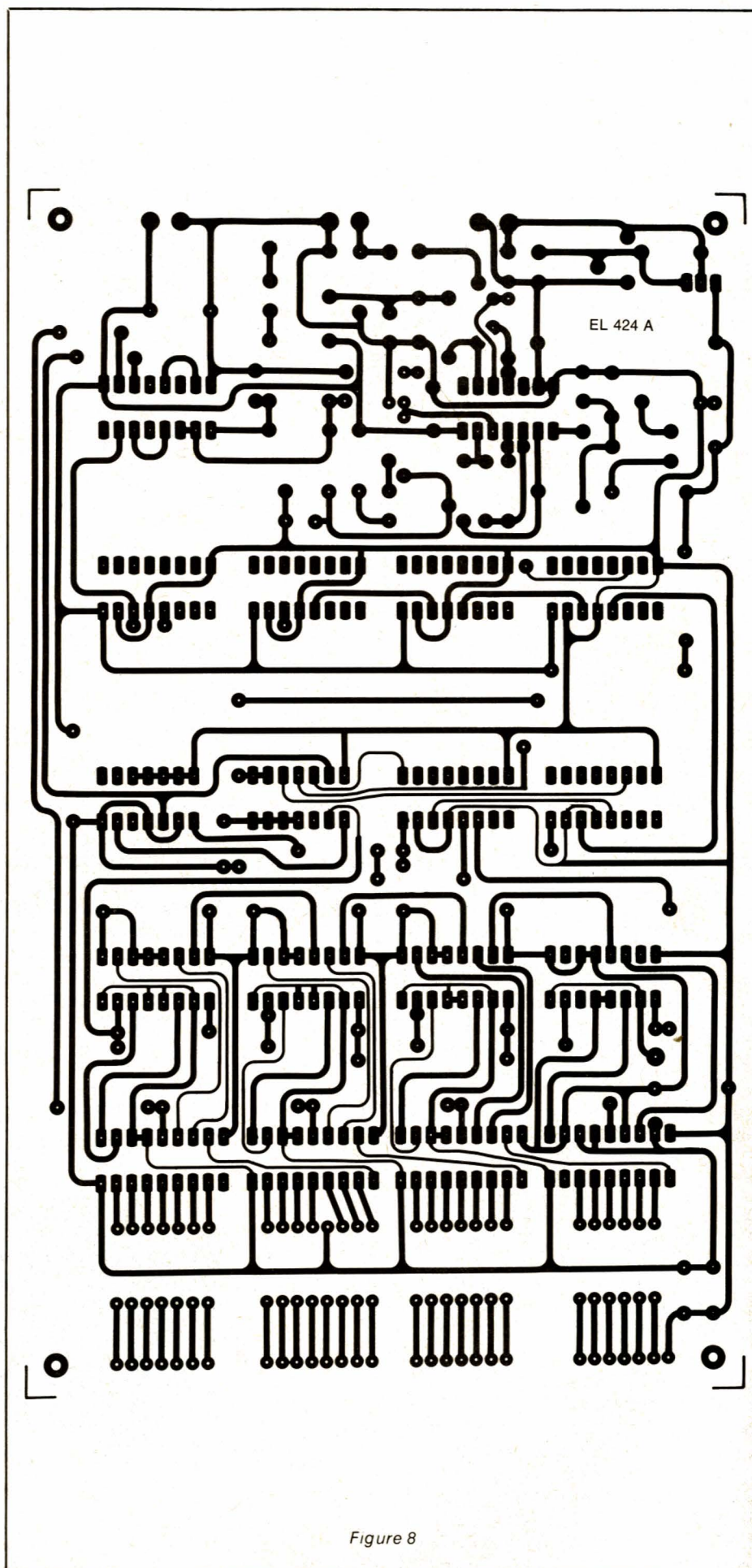


Figure 8

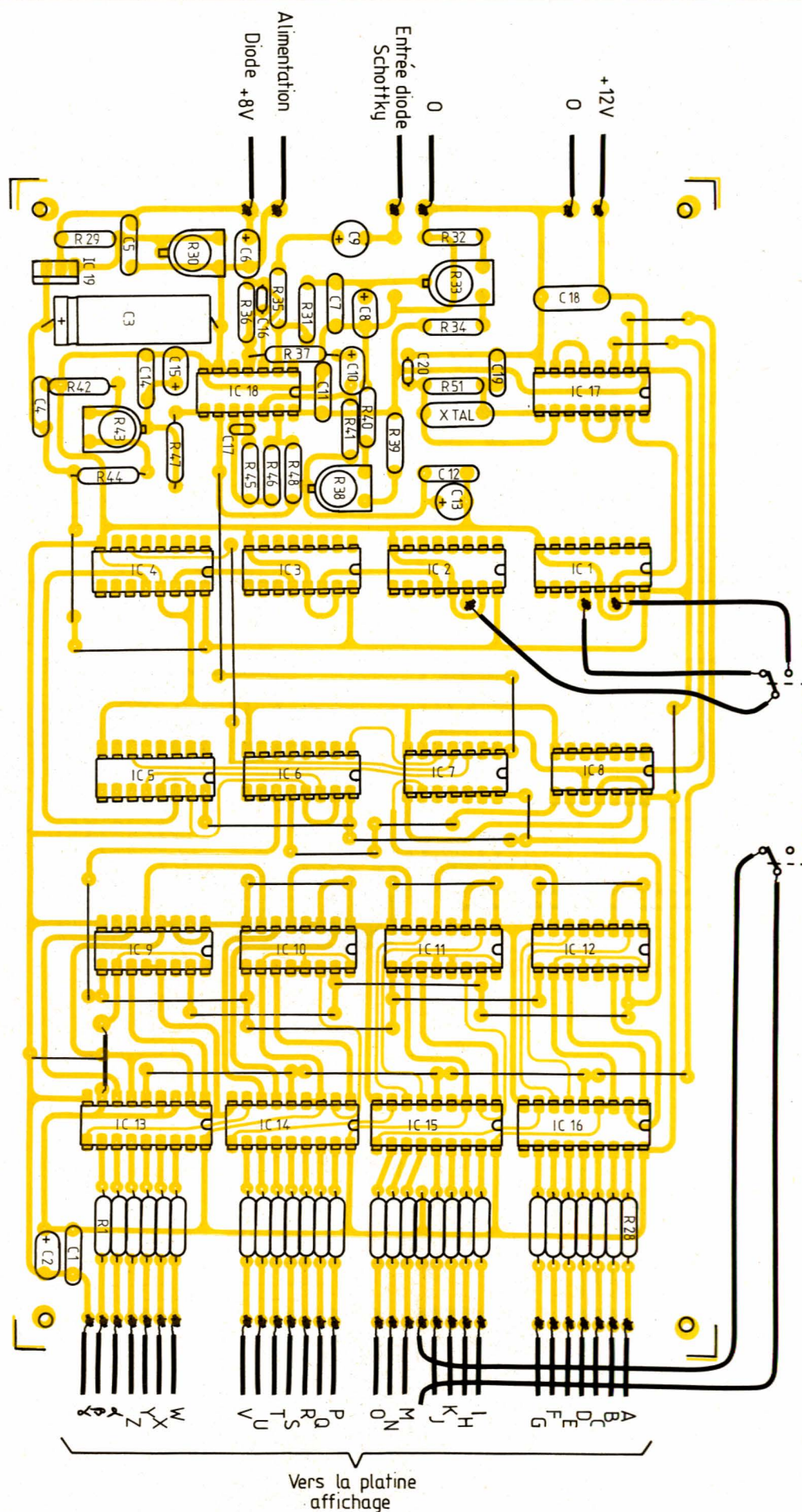
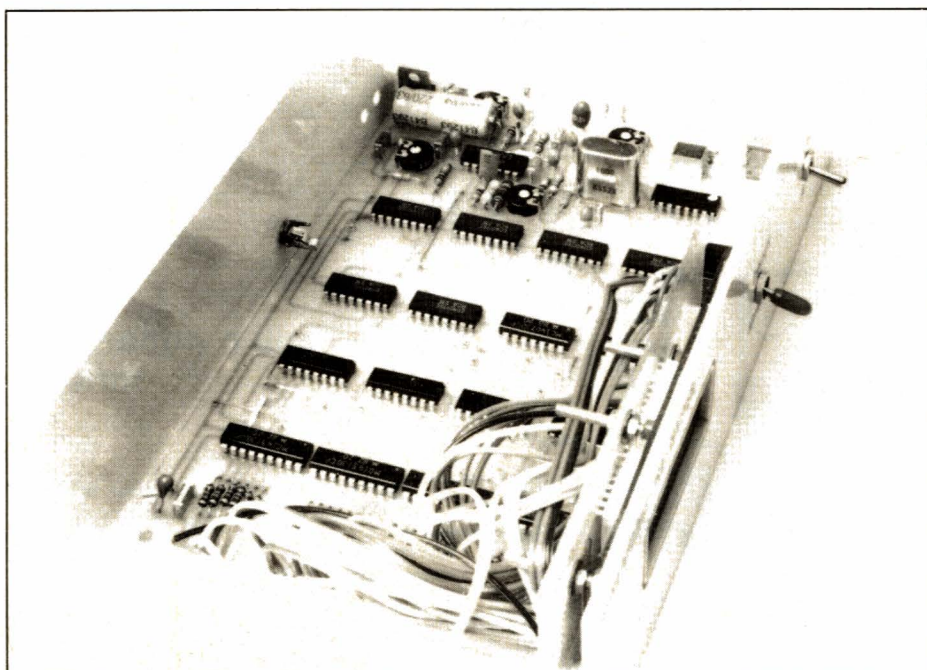


Figure 9



S'il est embarqué à bord d'un véhicule, le faisceau radar sera dirigé vers la chaussée à 10 m — en avant ou en arrière — on aura alors θ variant environ 10° , si l'on suppose que le radar est à 1 m du sol perpendiculairement et l'erreur commise sur la vitesse inférieure à 1,5 %. Bien entendu, il est alors possible de compenser les erreurs dues à l'angle en majorant d'autant le temps d'ouverture de la porte ce qui donnerait dans ce cas 585 au lieu de 577 et un résultat sur la vitesse précis au milliè.

Les mesures ainsi effectuées devront être interprétées avec la plus grande prudence, on s'assurera entre autres que les impulsions comptées sont bien dues à un phénomène isolé, route, véhicule ou tout autre objet et non pas à de multiples objets ayant des trajectoires et vitesses différentes.

F. DE DIEULEVEULT

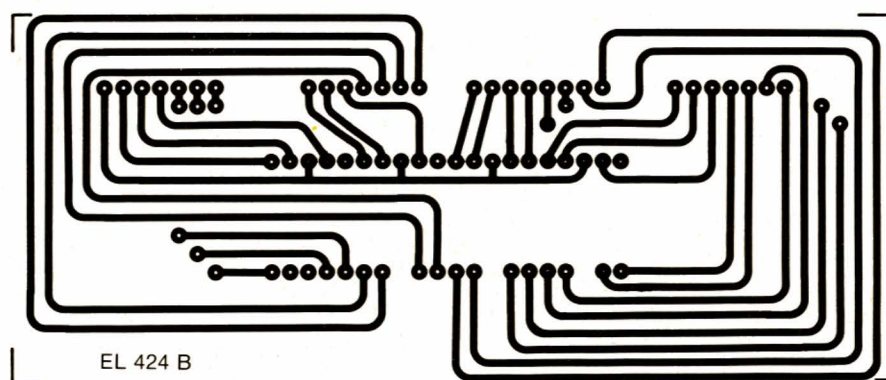


Figure 10

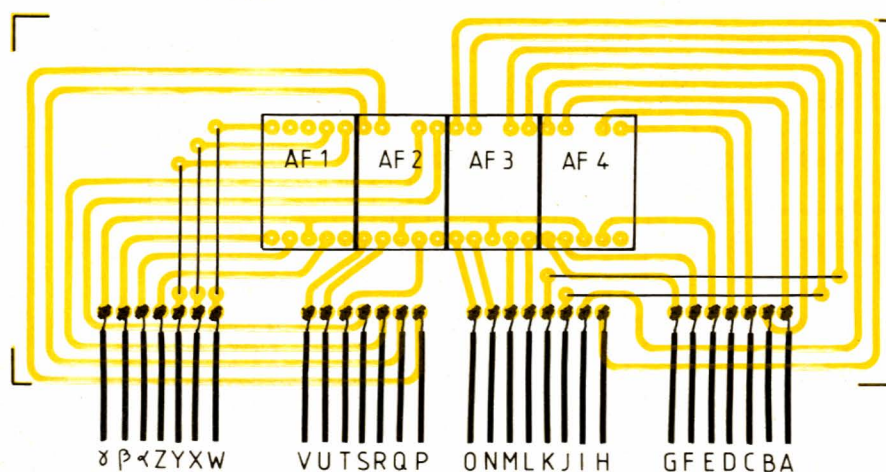


Figure 11

- C₆ : 47 μ F 10 V
C₇ : 0,1 μ F MKH
C₈ : 10 μ F 10 V
C₉ : 47 μ F 16 V
C₁₀: 47 μ F 16 V
C₁₁: 0,1 μ F MKH
C₁₂: 0,1 μ F MKH
C₁₃: 10 μ F 10 V
C₁₄: 0,1 μ F MKH
C₁₅: 10 μ F 10 V
C₁₆: 22 pF
C₁₇: 330 pF
C₁₈: 1 μ F MKH
C₁₉: 22 pF
C₂₀: 22 pF
C₂₁: 10 nF

Cl₁ & Cl₆: CD 4017
 Cl₇ : CD 4073
 Cl₈ : CD 4013
 Cl₉ & Cl₁₂: CD 4510
 Cl₁₃ & Cl₁₆: CD 4513
 Cl₁₇: CD 4049
 Cl₁₈: LM 3301 ou LM 3900
 Cl₁₉: TDB 0117
 AF₁ : HD 1133 R
 AF₂ : HD 1133 R
 AF₃ : HD 1133 R
 AF₄ : HD 1133 R

1 module SMX5 Siemens
1 interrupteur M/A
1 inverseur double
coaxial de liaison
1 jack embase + prise pour alim.
1 coffret Strapu réf. 5003

$R_1 \text{ à } R_{28} : 1,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{29} : 270 \text{ }\Omega$
 $R_{30} : 4,7 \text{ k}\Omega$ $\alpha_{\text{just.}}$
 $R_{31} : 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{32} : 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{33} : 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{34} : 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{35} : 2,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{36} : 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{37} : 3,3 \text{ k}\Omega$
 $R_{38} : 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{39} : 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{40} : 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{41} : 100 \text{ k}\Omega$

- R₄₂: 4,7 kΩ
R₄₃: 10 kΩ
R₄₄: 22 kΩ
R₄₅: 100 kΩ
R₄₆: 2,2 MΩ
R₄₇: 1 MΩ
R₄₈: 10 MΩ
R₄₉: 10 kΩ
R₅₀: 100 kΩ
R₅₁: 10 MΩ

C₁ : 0,1 μ F MKH
C₂ : 10 μ F 10 V
C₃ : 470 μ F 16 V
C₄ : 0,1 μ F MKH
C₅ : 0,1 μ F MKH

NOUVEAU electronique **Jelt**®

UNE NOUVELLE
GENERATION DE PRODUITS



**NETTOYANT - DESOXYDANT - SOLVANT
REFROIDISSEUR - VERNIS - ETC.**

**UNE GAMME COMPLETE ET EFFICACE
POUR L'ELECTRONIQUE**

**DES PRODUITS ET GAZ NON POLLUANT,
DEUX FOIS PLUS ACTIF !...**

Documentation gratuite sur demande
JELT 157, rue de Verdun - 92150 SURESNES 728.71.70

Jelt® Département
DISTRIBUTION

HAUT PARLEUR ITT

QUALITE - RENDEMENT PUISSANCE - EN HIFI,
POUR DES ENCEINTES DE QUALITE EXIGEZ
LES HAUT-PARLEURS ITT

BATTERIES ITT

Tous les modèles pour remplacer vos piles,
par la puissance et la longévité du cadmium-nickel.

ALARMES JELT VOITURE - MOTO

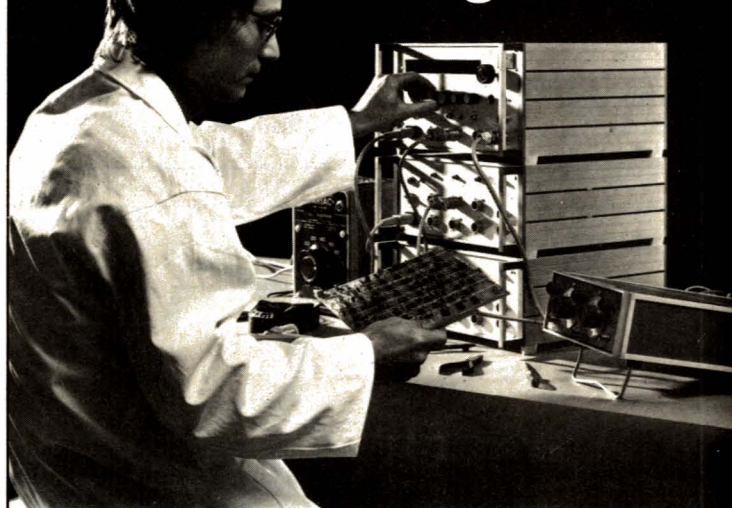
TOUS LES SYSTEMES: ULTRASONS, CONSOMMATION
D'ENERGIE, RUPTURE DE MASSE, etc.
POUR TOUS VEHICULES A PARTIR DE 169 F TTC!

Jelt — Jelt — Jelt — Jelt

GRATUIT: remettez ce bon à votre revendeur de
composants habituel pour obtenir gratuitement
au choix un atomiseur MICRO:

GIVRELEC: refroidisseur — 60°. TROPICOAT: vernis
électronique. JELTONE: désoxydant lubri-
fiant. ISONET: nettoyant Hifi.

mais oui, vous réussirez dans l'électronique



...Vous assure Fred Klinger
responsable d'un centre de F.P.A.
animateur de la Méthode E.T.N. d'Initiation
à la Radio-Electronique.

Cette méthode est le moyen le plus direct pour vous préparer
aux métiers de l'Electronique.

Comptez cinq à sept mois (une heure par jour environ).

« En direct » avec un enseignant praticien, vous connaîtrez les bases de la Radio.
Mais surtout vous aurez appris les principes utiles pour entrer dans
la profession ou vous spécialiser dans la Télévision.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

**Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satis-
faction finale garantie ou remboursement total immédiat.**

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie): dans quatre jours vous aurez
tous les détails.

ETN

Ecole des
**TECHNIQUES
NOUVELLES**
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance 75013

PARIS

POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à
domicile, S.V.P.), votre documentation complète n° 824 sur votre

● **MÉTHODE RAPIDE DU RADIO-ÉLECTRONICIEN**

Nom et adresse _____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)



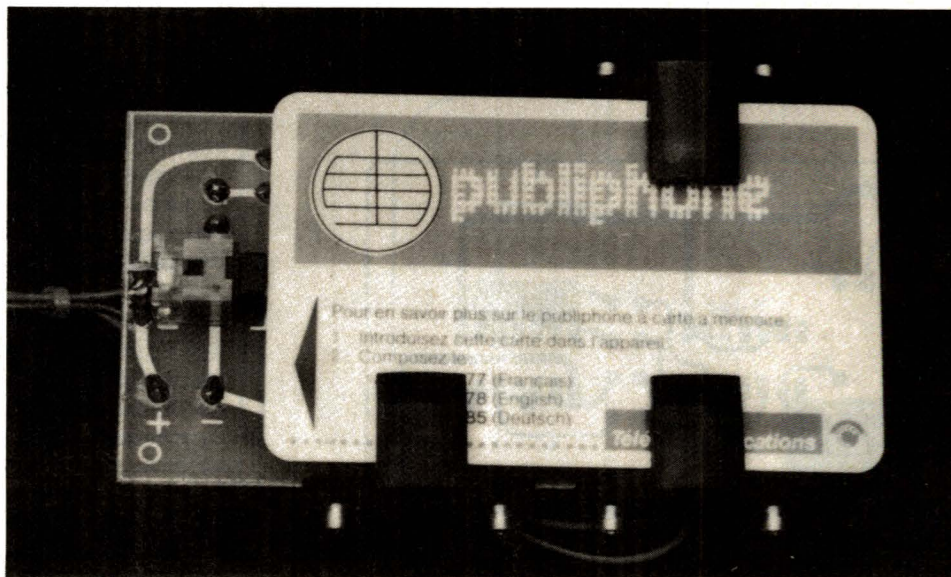
Un lecteur de « badges magnétiques »



Il devient de plus en plus fréquent d'avoir à utiliser des cartes ou « badges » magnétiques pour accéder à certains lieux (parkings) ou à certains services (distributeurs de billets).

La commodité, la sécurité, et la souplesse de ce procédé en font un concurrent de plus en plus sérieux de la clef.

La réalisation que nous proposons ici à nos lecteurs utilise un principe très simplifié par rapport à ceux mis en œuvre dans les systèmes professionnels, mais peut néanmoins rendre des services comparables, avec une sécurité tout à fait honorable.



Description du procédé

Les badges magnétiques classiques (par exemple les cartes de crédit) sont munis sur leur face dorsale de plusieurs pistes magnétiques sur lesquelles les têtes du « lecteur » peuvent venir lire, **mais aussi enregistrer** des informations digitales. Cela permet d'envisager des applications évoluées, telle que la mise à jour de la provision disponible sur une carte bancaire destinée à être utilisée dans des distributeurs automatiques de billets.

C'est d'ailleurs un procédé analogue qui permet aux tickets et coupons d'abonnement du métro de faire preuve d'une singulière mémoire !

Un nouveau système commence à voir le jour en France, très appuyé par les PTT, à savoir la carte à mémoire : dans son épaisseur même est carrément intégré un microprocesseur avec sa mémoire non volatile ! Des contacts spéciaux peuvent mettre ces « puces » en relation avec le microprocesseur de l'appareil dans lequel la carte est introduite, afin que s'instaure un véritable dialogue informatique.

Au niveau de l'amateur, il ne saurait bien évidemment être question de mettre à contribution de telles techniques, mais il reste souhaitable de conserver très exactement les dimensions normalisées des cartes et badges classiques, ne serait-ce que pour permettre leur rangement aisé

dans les poches des portefeuilles modernes !

Les « badges magnétiques » dont nous vous proposons la réalisation sont constitués de la façon suivante : deux feuilles de plastique rigide (ou à la rigueur de carton à dossiers) seront découpées à la dimension d'une carte de crédit, puis contrecollées l'une sur l'autre au moyen de colle néoprène. Au cours de l'opération, on insérera cependant dans l'épaisseur de la « carte » de petits rectangles de mince tôle de fer blanc, d'acier, bref de tout matériau ferreux. Rappelons que toute honnête boîte de pâté fournit en abondance cette précieuse matière première !

Le lecteur, quant à lui, disposera de plusieurs **capteurs à fourche** ca-

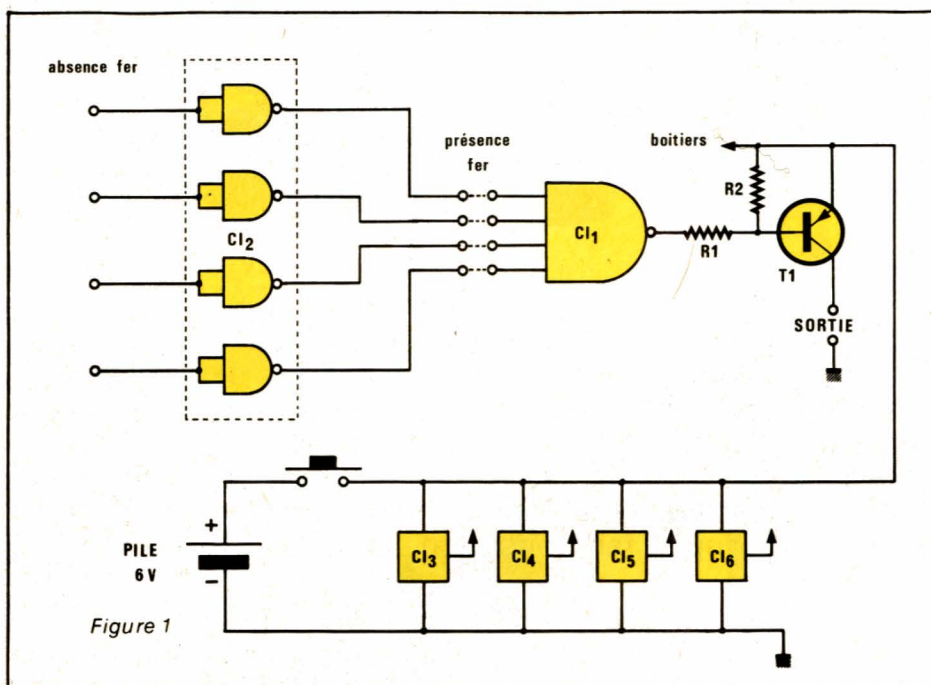


Figure 1

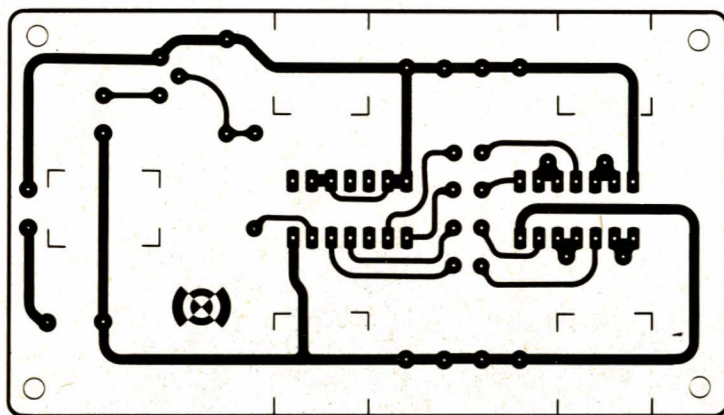


Figure 2

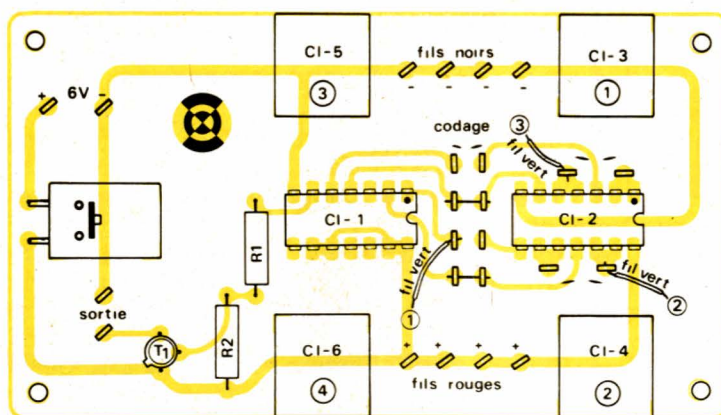


Figure 3

pables de détecter par **effet Hall** la présence de corps magnétiques dans leur entrefer. Il suffit donc de guider la carte entre les capteurs, et de réaliser une fonction logique appropriée entre les sorties des différents capteurs, pour obtenir un niveau de tension en sortie du lecteur, uniquement lorsque la carte correctement « codée » y sera introduite, et ce dans le bon sens.

Réalisation pratique

Le schéma de principe de la **figure 1** n'appelle pas de commentaire particulier : il s'agit d'une simple porte NAND à quatre entrées pilotant un étage de puissance, et pouvant être attaquée par un à quatre capteurs Hall soit directement, soit par l'intermédiaire d'inverseurs.

Toute l'originalité du montage réside dans la façon selon laquelle est équipé le circuit imprimé dont la **figure 2** donne le tracé des pistes.

Le plan de câblage de la **figure 3** servira surtout à l'implantation des quelques composants classiques, mais pour la mise en place des capteurs, on s'inspirera de préférence des illustrations photographiques.

Le circuit a été dessiné, à l'origine, en vue de recevoir des capteurs HKZ 101 SIEMENS. Si ce choix est maintenu, il faut veiller à ce que la largeur du circuit imprimé soit très exactement de 55 mm, et que ses côtés soient parfaitement parallèles. Les capteurs sont en effet collés à la CYANOLIT sur le côté cuivre de la carte (aux emplacements repérés), mais leur semelle doit venir en butée sur le bord de l'époxy. Ces précautions sont indispensables, car elles permettent la bonne introduction de la carte entre les capteurs.

Il est bien évident que des capteurs de types différents peuvent être utilisés, quitte à modifier en conséquence leur positionnement mécanique. On vérifiera alors leurs principales caractéristiques, et notamment :

- possibilité de fonctionnement sous 5 V,
- sortie collecteur ouvert 30 mA minimum,
- montage « 3 fils »,
- largeur suffisante de la fente,
- possibilités de fixation compatibles.

Le montage peut recevoir jusqu'à quatre capteurs, solution garantissant la meilleure sécurité de codage, mais des performances honnêtes sont encore obtenues avec trois piè-

ces. Avec deux capteurs seulement, il serait nécessaire d'ajouter des glissières améliorant le guidage de la carte. Il n'est pas envisageable d'utiliser seulement un capteur, car un morceau de tôle suffirait en guise de badge codé !

La **figure 4** indique les positions précises des pièces magnétiques devant être disposées dans la carte. Un exemple est fourni, correspondant au câblage des capteurs indiqué à la **figure 3** (fils verts des HKZ 101 = sorties).

Trois capteurs suffisent, ainsi qu'un seul élément magnétique, en position N° 1.

Tout autre codage pourra être choisi, en respectant les règles suivantes, valables pour les capteurs HKZ 101 dont les sorties sont normalement à la masse, et passent « en l'air » en présence d'un matériau magnétique :

- laisser en l'air toute entrée inutilisée du 7420,
- capteur devant recevoir une pièce magnétique : relier le fil vert directement à l'entrée du 7420,
- capteur ne devant pas recevoir de pièce magnétique : passer par un inverseur du 7400 (ne pas oublier le strap entre sortie du 7400 et entrée du 7420).

On évitera soigneusement les combinaisons pour lesquelles tous les capteurs doivent se trouver dans le même état, afin de ne pas compromettre la sécurité du dispositif. Il reste alors à équiper le montage d'un petit contact à fermeture (l'idéal étant une touche de clavier), collé ou vissé de façon à être actionné lorsque la carte est exactement en face des capteurs. Le rôle de ce composant est de limiter la mise sous tension du système aux seules périodes durant lesquelles la carte est volontairement enfoncée à fond dans le lecteur. La consommation moyenne reste donc très faible, permettant une alimentation par pile 6 V (compte tenu d'éventuelles baisses de tension). Il nous faut à ce sujet suggérer à nos lecteurs d'essayer les étonnantes piles 6 V « POLA-PULSE » produites par POLAROID. Ces piles sont extraordinairement plates, et leurs dimensions conviennent à merveille à notre lecteur, lui aussi très compact. Aussi performantes que des alcalines, ces piles ont une capacité d'environ 230 mAh, et peuvent supporter d'intenses pointes de courant.

Enfin, et ceci ne gâte rien, il n'est nullement nécessaire d'acheter ces

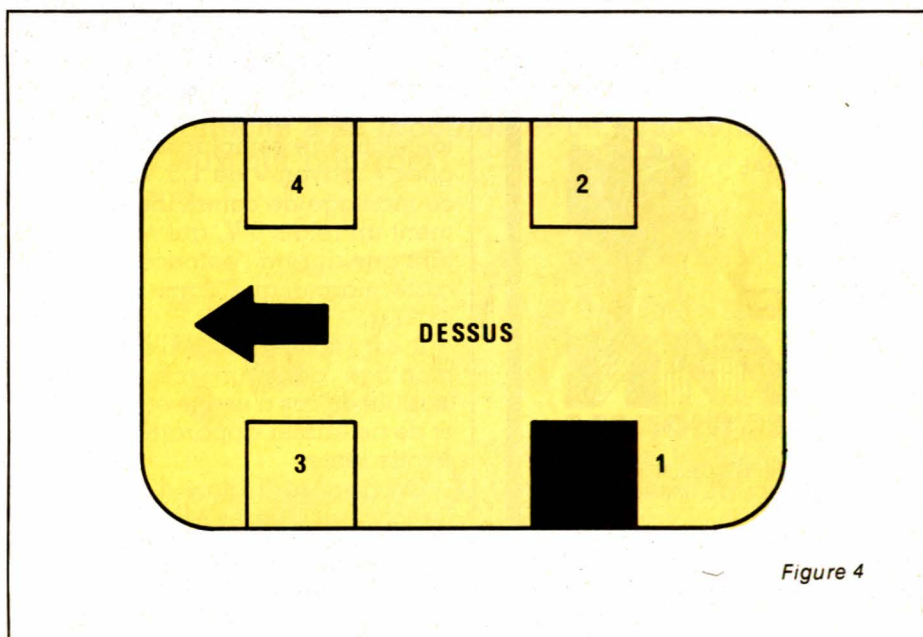
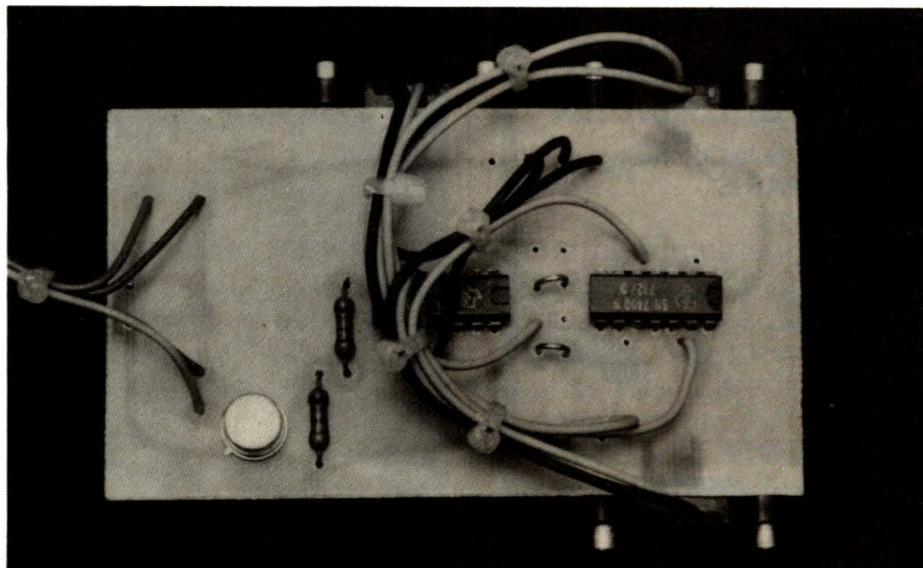
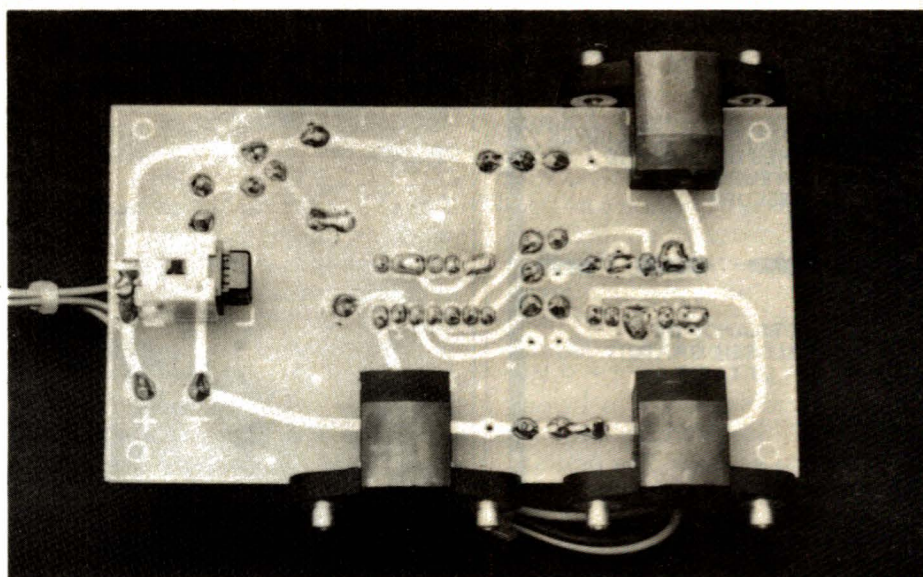
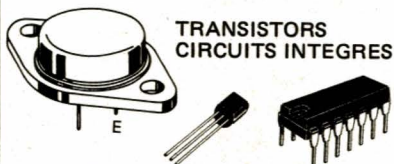


Figure 4



SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21



TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRÉS

RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



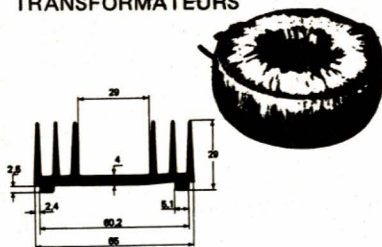
CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :



piles, qui peuvent être récupérées encore en excellente forme, en démontant d'anciens chargeurs pour appareils POLAROID à moteur !

Une telle alimentation, qui peut toutefois être remplacée par quatre piles « crayon » de 1,5 V, permet à ce montage de commander directement un relais 6 V, qui restera collé tant que durera l'enfoncement de la carte magnétique dans la fente du lecteur.

Il est recommandé d'enfermer le montage dans un robuste boîtier (surtout en cas d'usage en extérieur), et de ne laisser apparaître que cette étroite fente.

On disposera ainsi d'un système performant d'accès sélectif à un garage, aussi bien qu'à la télévision, au téléphone ou à tout autre appareil à commande électrique.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R₁ : 680 Ω , 5 % 1/4 W

R₂ : 680 Ω , 5 % 1/4 W

Transistors

T₁ : 2N2905

Circuits intégrés

CI₁ : SN 7420N

CI₂ : SN 7400N

CI₃ à CI₆ : HKZ 101 SIEMENS 2 à 4 pièces ou similaires (voir texte)

Divers

1 poussoir à contact travail

1 pile 6 V (ou arrangement pour obtenir 6 V)





Programmateur d'EPROM

Faisant suite au numéro de novembre 82 qui vous a proposé un programmateur d'EAROM, nous vous proposons aujourd'hui un programmateur d'EPROM. Ces 2 types de mémoire qui se développent de plus en plus, conséquence logique des progrès des systèmes programmés, vous permettront suivant l'application envisagée, de répondre à peu près à tous vos problèmes. Les EAROM et les EPROM étant de conception différente, les 2 ensembles de programmation ne présenteront que fort peu de points communs.

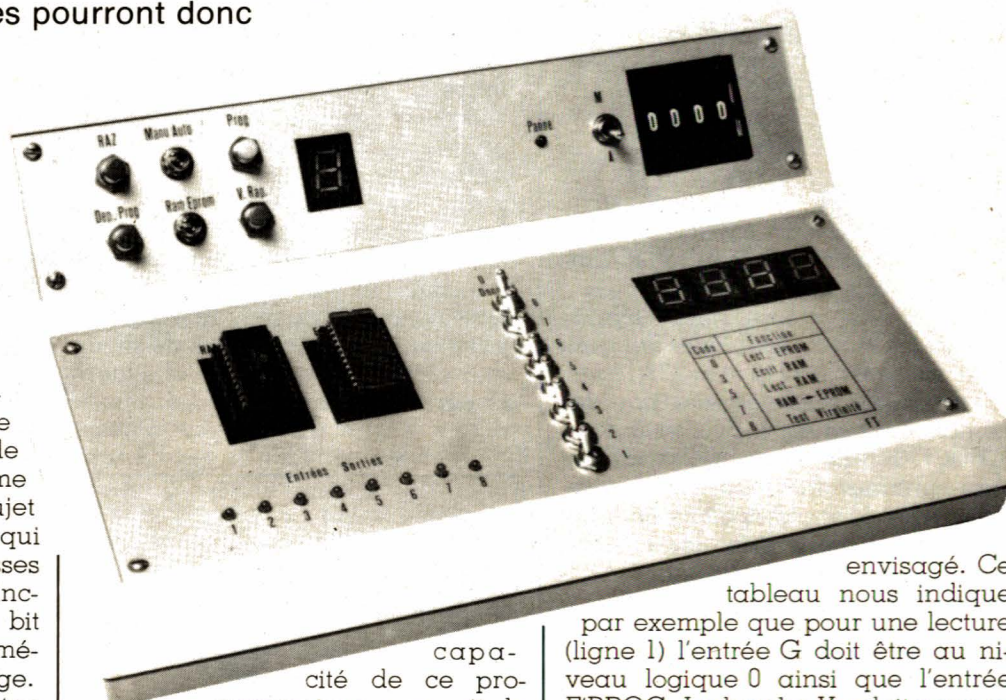
Etant donné qu'une erreur même sur une seule des adresses nécessiterait d'effacer puis de reprogrammer l'EPROM entièrement, on utilise en tampon une RAM dans laquelle on entre les données. Après une vérification, on peut ensuite transférer le contenu de la RAM dans l'EPROM. Outre cette possibilité et d'autres que nous verrons plus loin, un test de virginité de l'EPROM a été prévu pour éviter les désagréments occasionnés par des composants de mauvaise qualité (même sortant de chez le détaillant).

Nous espérons que ces deux programmeurs nous permettront d'envisager dans un proche avenir l'étude de cartes microprocesseur orientées application. Un microprocesseur accompagné d'une mémoire et d'un circuit d'entrées-sorties permet en effet de remplacer n'importe quel circuit complexe, souvent difficile à se procurer, et ce, maintenant pour un coût équivalent sinon moindre. Ceux qui pourront programmer leurs mémoires pourront donc réaliser n'importe quelle fonction complexe!

Les EPROM

Ce type de mémoire non volatile, peut être programmé par l'utilisateur (à condition bien entendu de posséder un programmeur) et, moyennant une source d'UV de longueur d'onde et de puissance convenable, peut même être effacé. Il faut noter à ce sujet que l'effacement est global ce qui veut dire que toutes les adresses perdront leur contenu sans distinction. Après effacement, chaque bit est au niveau 1. Dans ce cas, la mémoire est considérée comme vierge.

Les progrès faits dans le domaine des mémoires sont tels qu'en quelques années la capacité de celles-ci a augmenté considérablement. On atteint aujourd'hui 64 K bits avec les 2764, mais de telles mémoires dont la capacité est très importante sortent un peu du domaine du simple amateur. Nous nous sommes contentés pour notre part de travailler avec des mémoires de 16 K bits (des 2 Koc-tets), les 2716 dont le prix et l'approvisionnement ne posent pour ainsi dire aucun problème. Il est évident que celui qui souhaiterait augmenter la



capacité de ce programmeur pourrait le faire sans trop de problème, l'auteur y ayant déjà songé. Une extension vous sera peut-être proposée dans un autre article. L'organisation interne de la 2716 est donnée à la figure 1 sur laquelle on reconnaîtra les 11 lignes d'adresses A_0 à A_{10} et les 8 lignes de données DQ (entrées et sorties sont communes). Une logique intégrée permet le choix du mode de fonctionnement : lecture, écriture, mode attente. Le tableau de la figure 2 rassemble les conditions de fonctionnement pour chaque cas

envisagé. Ce tableau nous indique par exemple que pour une lecture (ligne 1) l'entrée G doit être au niveau logique 0 ainsi que l'entrée E/PROG. La broche V_{PP} doit pour sa part être portée au potentiel $+5V = V_{CC}$. Pour ce qui est de l'écriture dans l'EPROM (il s'agit en fait d'une programmation qui ne peut s'effectuer que sur une mémoire vierge), les données seront présentées sur les PIN 9 à 11 et 13 à 17, G sera au niveau 1 et V_{PP} sera portée à $+25V$. La programmation de chaque adresse sélectionnée aura lieu lorsque l'entrée de programmation E/PROG recevra un créneau positif de durée 50 ms, durée qu'il convient de respecter à mieux que 10 % près.

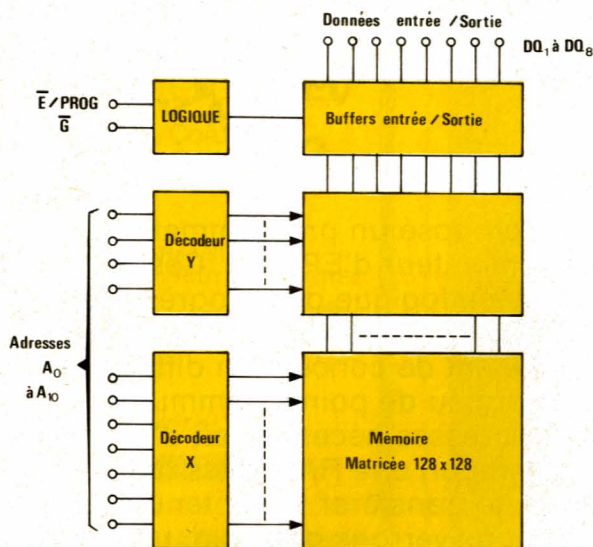


Figure 1 - Schéma bloc de la 2716 EPROM 2048 adresses de 8 bits.

Mode	Numéro des pattes					
	9-11 et 13-17 Données DQ	12 Vss	18 E/PROG	20 G	21 Vpp	24 Vcc
Lecture	Sortie des données	0V Vss	Bas	Bas	Vcc	Vcc
Sortie inactivée	Haute impédance	//	X	Haut	//	//
Attente	Haute impédance	//	Haut	X	//	//
Programmation	Entrée des données	//		Haut	-25V	//
Vérification de programme	Sortie des données	//	Bas	Bas	-25V	//
Inactivation du programme	Haute impédance	//	Bas	Haut	-25V	//

X état quelconque
Vcc = volts
Vss = 0 volt

G validation de la sortie
E/PROG validation générale et programmation

Figure 2 - Table de vérité de l'EPROM 2716.

La vérification des programmes enregistrés peut avoir lieu sans qu'il soit nécessaire de supprimer les 25 Volts appliqués à la broche Vpp mais elle peut aussi avoir lieu avec Vpp = + 5 V, car il s'agit en fait d'une lecture. En ce qui concerne l'état haute impédance des lignes de données, il permet, sans entraîner la destruction de la mémoire, d'appliquer un niveau quelconque de tension sur ces lignes provenant par exemple d'une autre mémoire ou encore d'un registre. Nous utiliserons largement cet avantage dans notre programmeur.

Il faut noter encore que 2 versions de la 2716 sont couramment commercialisées, la 2716 et la 27A16 respectivement caractérisées par des temps d'accès de 450 ns et 350 ns. Cette différence n'étant absolument pas contraignante pour notre montage, c'est la rapidité de fonctionnement du système dans lequel sera ensuite intégrée la mémoire qui fixera le choix de l'utilisateur.

La RAM tampon MSM 5128 RS 2 K octet

Cette mémoire est entièrement compatible (broche pour broche) avec la 2716 mais son contenu est volatil puisqu'il s'agit d'une RAM. La seule modification réside dans l'appellation des 3 broches situées aux pattes 18-20-21. La figure 3 nous donne la correspondance existant entre la RAM et l'EPROM, la table de

MODE	CE	WE	OE	état des données DQ
attente	haut	X	X	haute impédance
écriture	bas	bas	X	entrée des données
lecture	bas	haut	haut	haute impédance
	bas	haut	bas	sortie des données

Figure 4

vérité de cette RAM est donnée à la figure 4.

Malgré le type volatil de cette mémoire, sa présence est capitale dans le programmeur, puisque c'est elle qui va stocker le programme qui sera transféré après une ultime vérification (avec possibilité de correction) dans l'EPROM. En cas de panne secteur, une alimentation auxiliaire (piles ou accus) permettra de maintenir celle-ci sous tension et évitera de perdre son contenu.

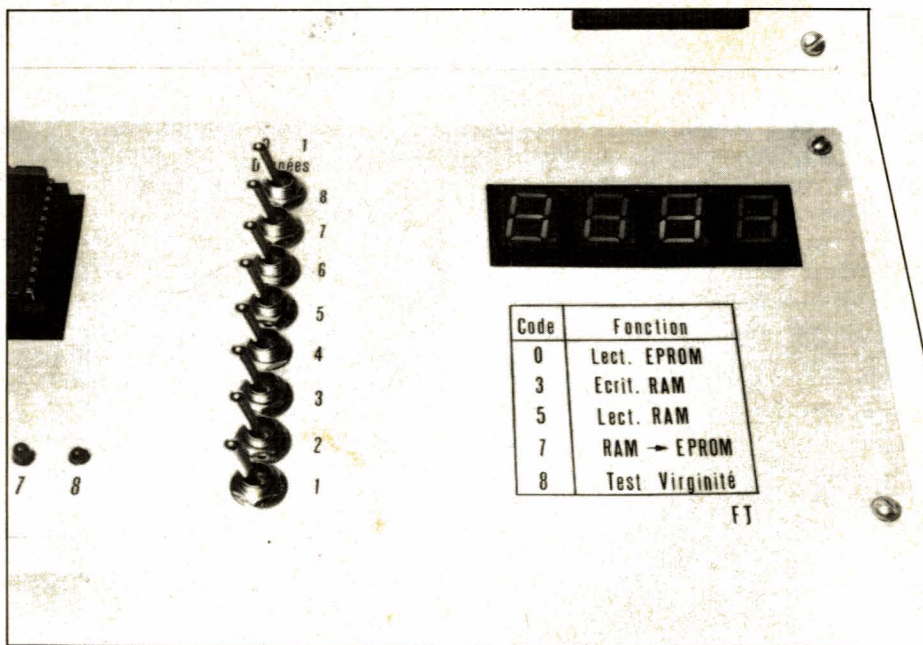
Caractéristiques du programmeur

Nous avons conçu ce montage de façon à pouvoir répondre à tous les problèmes (ou presque) qui peuvent se poser lorsqu'il s'agit de programmer une mémoire sans toutefois faire appel à un microprocesseur pour y parvenir. Nous pensons qu'ainsi un plus grand nombre d'amateurs pourront entreprendre cette réalisation pour laquelle nous donnerons dans les mois qui suivront des applications diverses nécessitant des mémoires non volatiles.

Il est possible avec ce programmeur de choisir cinq programmes différents :

PIN	RAM	EPROM	FONCTION
18	CE	E/PROG	validation générale
20	OE	G	commande de la sortie des données
21	WE	Vpp	commande écrit lect

Figure 3



- 1) programmation d'une RAM ;
- 2) vérification du contenu de la RAM ;
- 3) transfert RAM → EPROM ;
- 4) vérification du contenu d'une EPROM ;

5) test de virginité des EPROM avant leur programmation (ou après effacement).

Outre ces cinq fonctions principales, il est possible, en remplaçant la RAM par une EPROM, d'obtenir la duplication de cette dernière. Grâce à un commutateur auto/manu, il est possible aussi de travailler adresse par adresse ou encore de travailler sur un ensemble.

Comme vous le voyez à l'énoncé de ces performances qui ne donnent cependant que les grandes lignes des capacités de ce programmeur, la réalisation que nous vous proposons va enfin permettre à certains d'aborder le monde des mémoires.

Les organes de commande du programmeur

Nous trouvons, bien entendu :

- un interrupteur marche-arrêt M/A,
- un poussoir de remise à zéro des adresses et des bases de temps (RAZ),
- un poussoir programme qui sélectionne la fonction utilisée PROG,
- un poussoir vitesse rapide qui permet de balayer les 2 048 adresses en 2 secondes (V_{RAP}),
- un poussoir DEP/PROG qui permet de lancer un programme, de rechercher une adresse ou de la programmer,
- un inverseur manu/auto qui

permet de choisir le mode de défilement des adresses avec, en position MANU, arrêt sur l'adresse affichée sur un ensemble de 4 roues codeuses,

— un inverseur RAM-EPROM à utiliser en position EPROM lorsqu'il s'agit de dupliquer une EPROM déjà programmée (qui remplace alors la RAM),

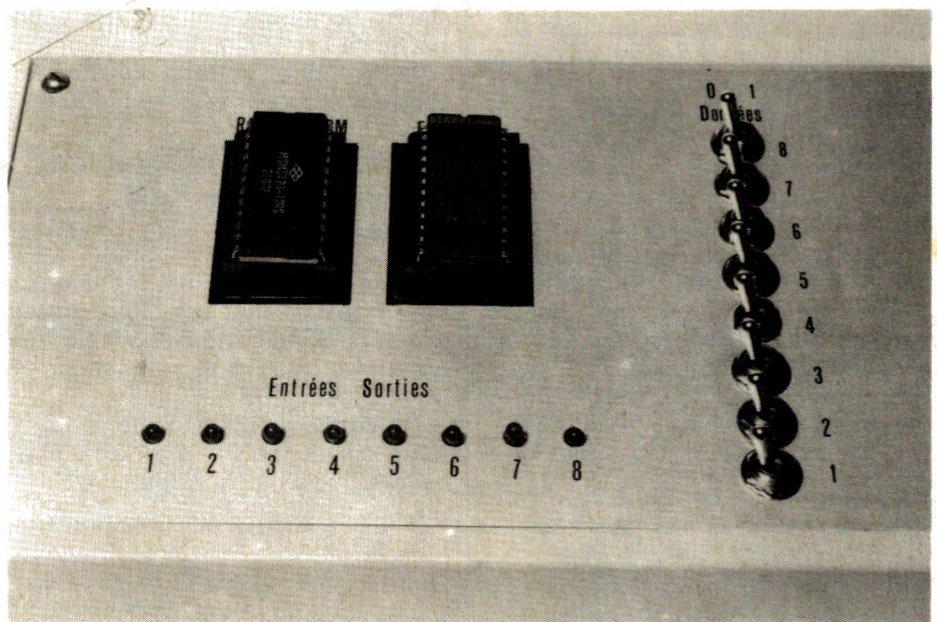
— 8 inters (0-1) qui permettent d'entrer les données de chaque adresse.

Malgré les nombreuses commutations inévitables pour une telle réalisation, de simples inverseurs à 2 positions ou encore de simples poussoirs ont suffi mais ceci au prix de

Test de virginité

Les EPROM vendues dans le commerce sont théoriquement vierges, de même qu'après un effacement aux UV, mais néanmoins, on peut avoir parfois quelques surprises et plutôt que de faire un travail inutile, il vaut mieux s'assurer que la mémoire à programmer est effectivement vierge. Lorsqu'une EPROM est vierge, tous les bits de chaque adresse sont au niveau logique 1.

Cette vérification est assurée par le programme qui porte le 8 comme numéro de code. Le principe de fonctionnement est détaillé à la figure 5.



quelques circuits intégrés supplémentaires. Ce sont pour la plupart des 4001 et un 4028 associé à un 4518 pour le choix des programmes. N'anticipons pas, nous étudierons ceci un peu plus loin.

re 5. L'EPROM est mise en mode lecture :

$G = 0$, $V_{PP} = 5\text{ V}$, $E/PROG = 0$ et les données sont envoyées aux 8 entrées d'une porte NAND 4068. Lors du défilement des adresses, la

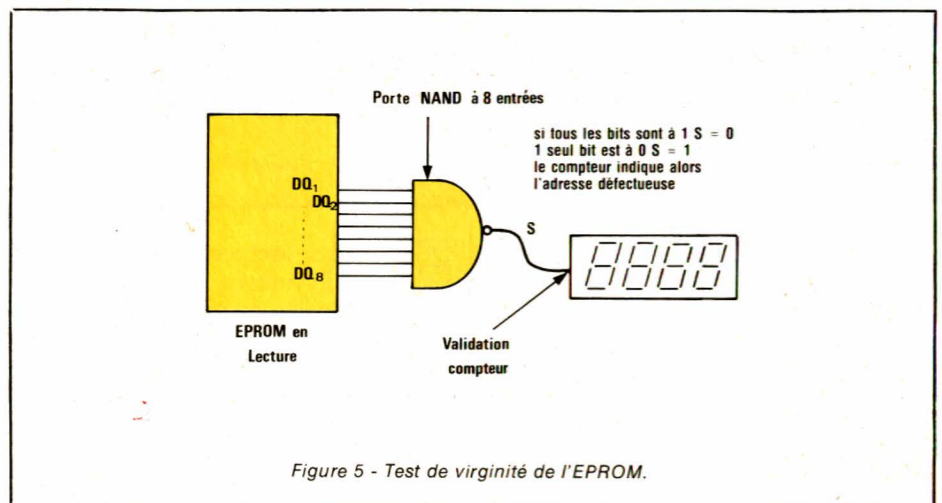


Figure 5 - Test de virginité de l'EPROM.

sortie de cette porte reste à 0 tant que chaque bit est bien égal à 1. Si un seul bit (ou plus) est à zéro, la sortie de la porte NAND passe à 1, niveau qui est utilisé pour bloquer le défilement des adresses sur celle qui est défectueuse. Si la mémoire est vierge, le défilement des adresses étant automatique, le compteur s'arrête seul sur la position 2048. Ce test peut prendre un maximum de 2 s si l'on choisit la vitesse rapide.

Programmation de la RAM tampon

Cette fonction est obtenue en sélectionnant le programme de numéro de code 3. Lorsque le programme comporte un nombre important d'adresses identiques à partir d'un certain rang, on peut utiliser le fonctionnement automatique en prenant comme point de départ la première des adresses de la série. Mais attention le programmeur dans ce cas ne s'arrêtera qu'après avoir passé toutes les adresses en revue jusqu'à celle qui porte le n° 2047. Si le contenu de chaque adresse du programme est très diversifiée, le commutateur sera positionné sur MANU. Pour programmer l'adresse 0 par exemple avec des 0 :

1. on appuie sur RAZ (affichage compteur 0000)



2. on positionne les 8 inters de données sur 0

3. on affiche sur les roues codeuses l'adresse 0

4. on appuie sur DEP/PROG affichage compteur (0000).

Si l'on veut ensuite programmer l'adresse 17 encore avec des 0

1. on affiche sur les roues codeuses l'adresse 17

2. on appuie sur DEP/PROG affichage compteur (0017).

Comme vous le voyez c'est très simple. Si vous vous êtes trompé, il suffit de remettre les bonnes données, d'appuyer sur RAZ puis de nouveau sur DEP/PROG. Seule l'adresse affichée sur les roues codeuses sera reprogrammée donc ne vous en faites pas pour les autres. Si vous avez des adresses éloignées qui ont le même contenu, pour ne pas perdre de temps en attendant que le compteur passe de la première adresse programmée à la suivante, après avoir appuyé sur DEP/PROG, appuyez un bref instant sur VRAP.

Pour revenir à une adresse de faible valeur, appuyer sur RAZ et repartir de 0.

Pour vérifier votre programme, il faudra composer le n° de code 5.

Vérification du programme contenu dans la RAM (code 5)

Cette vérification est indispensable avant d'effectuer le transfert dans l'EPROM surtout si l'on ne souhaite pas avoir à recommencer un travail fastidieux.

La vérification du contenu de la RAM correspond à une lecture de celle-ci par conséquent, $\overline{WE} = 1$

si le mode MANU pour cette vérification.

Mode opératoire :

1. on appuie sur RAZ
2. on affiche sur les roues codeuses l'adresse à vérifier
3. on appuie sur DEP/PROG.

Nota : Pour vérifier une adresse de rang élevé, on peut passer en vitesse rapide en appuyant sur VRAP après avoir appuyé sur DEP/PROG.

Le transfert RAM → EPROM

Il s'agit de la programmation de l'EPROM (code 7). Dans ce processus, la RAM est en lecture ($\overline{WE} = 1$, $\overline{OE} = 0$) et l'EPROM en écriture ($\overline{G} = 1$, $V_{PP} = 25 V$). Compte tenu des inévitables temps de réponse de chaque mémoire et pour éviter de programmer n'importe quoi, on a respecté le diagramme des temps suivant pour cette opération :

- $t = 0$, changement d'adresse
- $t = 25$ ms, apparition des données à la sortie de la RAM
- de $t = 35$ ms à $t = 85$ ms, entrée des données en EPROM
- $t = 100$ ms, changement d'adresse (voir la figure 6). La durée de l'impulsion de programmation appliquée à l'entrée $\overline{E/PROG}$ de l'EPROM

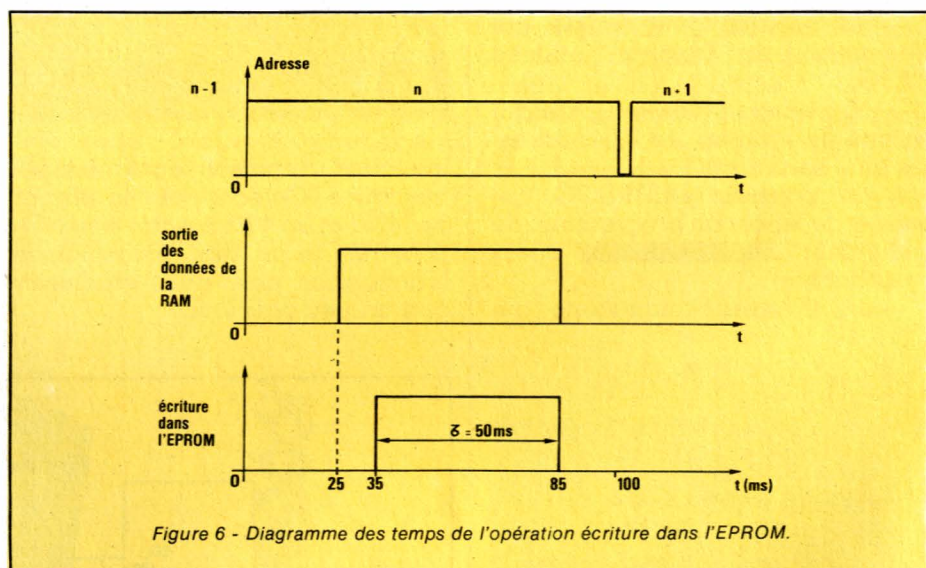


Figure 6 - Diagramme des temps de l'opération écriture dans l'EPROM.

$\overline{OE} = 0$. La lecture a lieu lorsque $\overline{CE} = 0$. Pendant cette opération comme lors de la précédente, l'EPROM est en mode désactivé ($\overline{G} = 1$, $V_{PP} = 5 V$).

La visualisation du contenu de chaque adresse de la RAM se fait sur 8 diodes LED qui sont allumées pour un niveau 1 et éteintes pour un niveau 0. Il faudra bien entendu choi-

doit être de 50 ms. Cette durée doit être respectée à mieux que 10 % près, sinon il y a risque de détérioration de la mémoire.

Le transfert s'effectue automatiquement et dure 204 s / 10° soit un peu plus de trois minutes, ce qui est quand même assez rapide.

L'ordre des opérations se déroule comme suit :

1. on appuie sur RAZ
2. on sélectionne le programme (code 7)
3. on sélectionne le mode AUTO
4. on appuie sur DEP/PROG.

Vérification du contenu de l'EPROM (code 0)

Cette opération s'effectue avec la RAM désactivée ($\overline{WE} = 0$ $\overline{OE} = 1$ $\overline{CE} = 1$) et l'EPROM en lecture ($\overline{G} = 0$ $V_{PP} = 5V$ $\overline{E}/PROG = 0$). Mode MANU. Elle permet de vérifier si le transfert s'est bien déroulé ou éventuellement si une EPROM en service dans un montage qui ne donne pas satisfaction est toujours bien programmée. Le mode opératoire est le même que pour la vérification du contenu de la RAM.

Duplication d'une EPROM (code 7)

Avant toute chose, couper l'alimentation du programmeur, ôter la RAM et basculer l'inverseur RAM/EPROM sur la position EPROM. Insérer l'EPROM à dupliquer en lieu et place de la RAM. Mettre une EPROM vierge sur le support pour EPROM. Mettre le programmeur sous tension. Choisir à l'aide du poussoir PROG le code 7 et opérer comme pour un transfert RAM-EPROM. L'inverseur RAM-EPROM permet pour cette application d'envoyer à l'entrée $\overline{WE}$ un niveau 1 constant quel que soit le programme choisi.

Nous venons de vous expliquer en détail comment utiliser ce programmeur avant même de vous avoir expliqué comment il était conçu. Cette présentation qui peut paraître inhabituelle a pour avantage de montrer que l'utilisation de ce programmeur est simple malgré l'apparente complexité de son électronique.

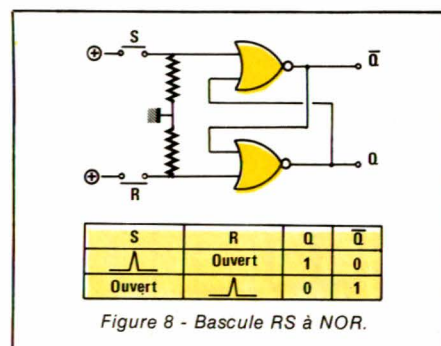
Schéma et analyse du fonctionnement

Le schéma complet du programmeur est donné à la figure 7. Il est évident qu'une analyse globale est à peu près irréalisable. Il faudra donc pour comprendre le fonctionnement de l'ensemble étudier séparément un certain nombre de fonctions à caractère bien spécifique. Au préalable, nous rappellerons brièvement le rôle de quelques-uns des éléments utilisés ainsi que le principe d'utili-

sation de certains circuits intégrés moins courants.

Bascule RS à NOR

Le schéma de réalisation d'une telle bascule ainsi que sa table de vérité est représenté à la figure 8. Dès que l'on agit sur le poussoir S, la sortie Q passe à 1 et y reste même lorsque l'action sur S cesse. En ce sens, une telle bascule joue le rôle de mémoire. D'autre part, si plusieurs impulsions arrivent sur S, la sortie Q passe à l'état 1 pour la première et est insensible aux suivantes. Ce deuxième aspect est mis à profit pour éviter les inconvénients des poussoirs mécaniques qui, en général, délivrent une succession d'impulsions lorsqu'on les actionne. Pour remettre la sortie Q à 0, une action sur le poussoir R est nécessaire. En prenant Q comme sortie principale, on peut considérer que l'entrée S est l'entrée de mise à 1 (SET) et l'entrée R l'entrée de mise à zéro (RESET ou RAZ).



que nous avons affaire à un inverseur commandé électriquement.

D'autres fonctions élémentaires telles que portes OU, portes ET à diodes ont été utilisées dans cette réalisation. Pour le lecteur qui voudrait de plus amples renseignements sur leur fonctionnement, nous lui demandons de bien vouloir consulter l'article sur la bataille de chars, N° 417 de Radio-Plans (en août 82) où ces montages ont été étudiés.

Double compteur BCD 4518

Ce type de compteur visible à la figure 10 a été utilisé à plusieurs reprises tant pour la base de temps que pour le sélecteur de programme. Le boîtier 4518 contient 2 compteurs totalement indépendants. Il s'agit de compteurs binaires codés décimal ce qui veut dire plus simplement qu'ils ne comptent que jusqu'à 10 (mais en binaire). En examinant la table de vérité d'un tel compteur, on s'aperçoit que les impulsions à compter peuvent être appliquées aussi bien sur l'entrée H que sur l'entrée V mais attention car si

Aiguillage à portes NOR

Un tel aiguillage que nous avons utilisé à 5 reprises pour notre programmeur est représenté à la figure 9. Une entrée de commande C envoie sur une sortie unique S l'une ou l'autre des informations présentes sur ses entrées EA et EB. En particulier en étudiant la table de vérité de cet aiguillage, on s'aperçoit que pour $C = 0$, le signal présent sera le signal EA alors que pour $C = 1$, ce sera le signal EB qui sera transmis en S. En d'autres termes, on peut dire

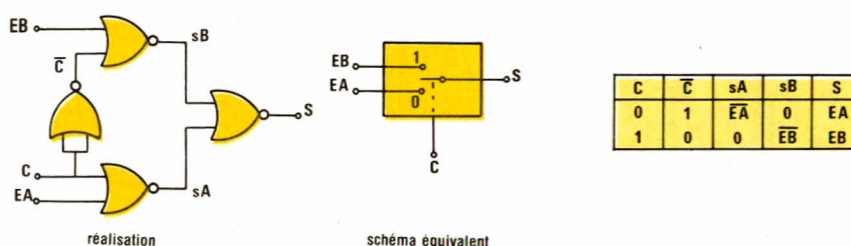


Figure 9 - Table de vérité de l'aiguillage à 2 directions à portes NOR.

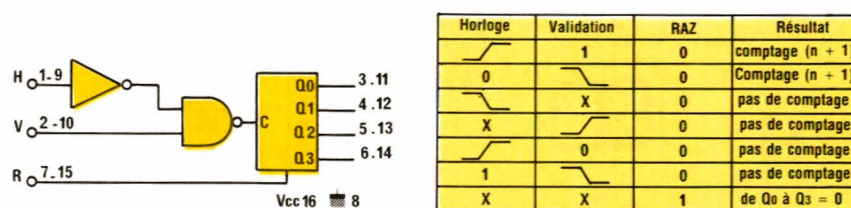
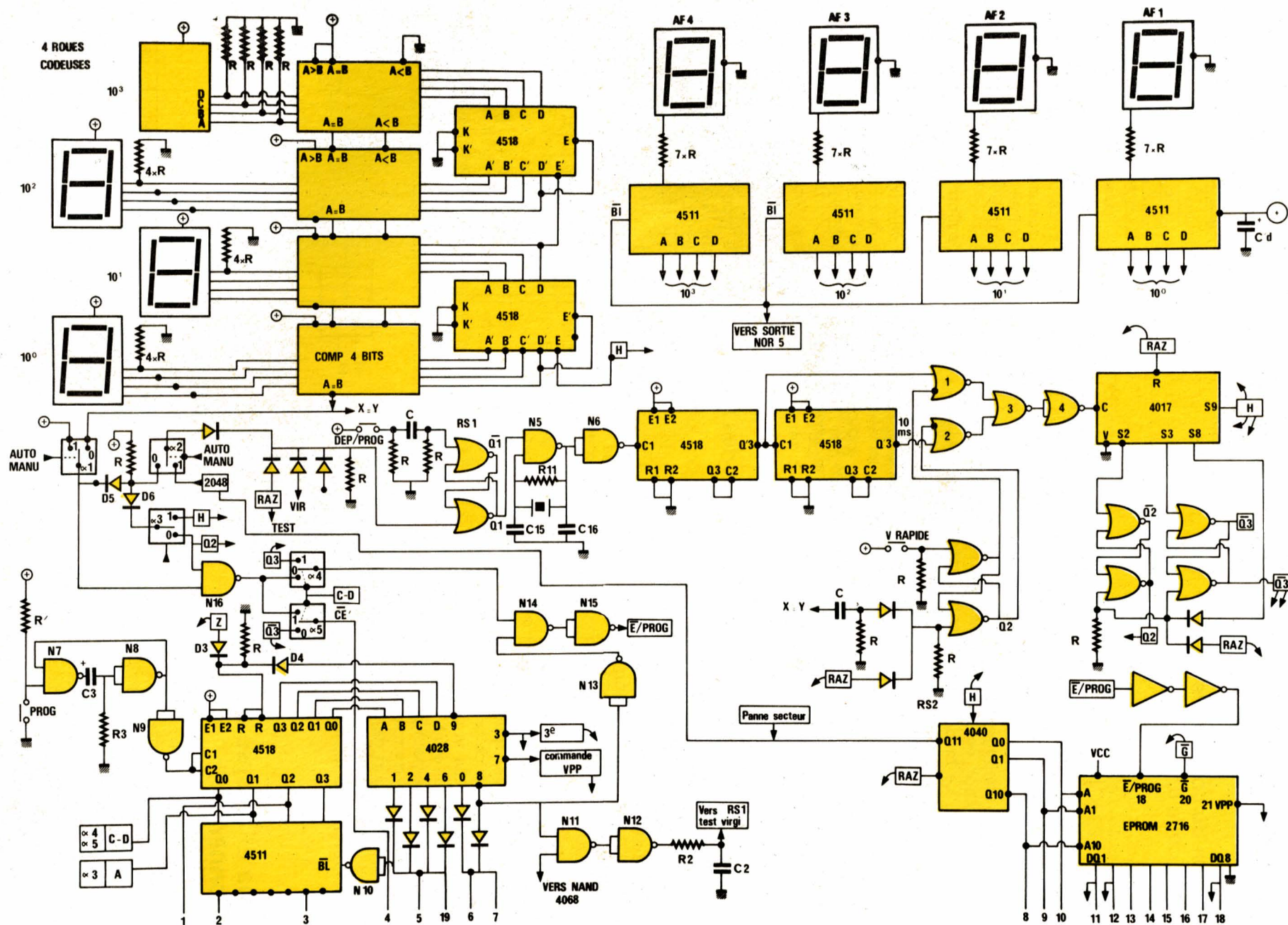


Figure 10 - Schéma équivalent du double compteur BCD 4518 et sa table de vérité.

Figure 7.



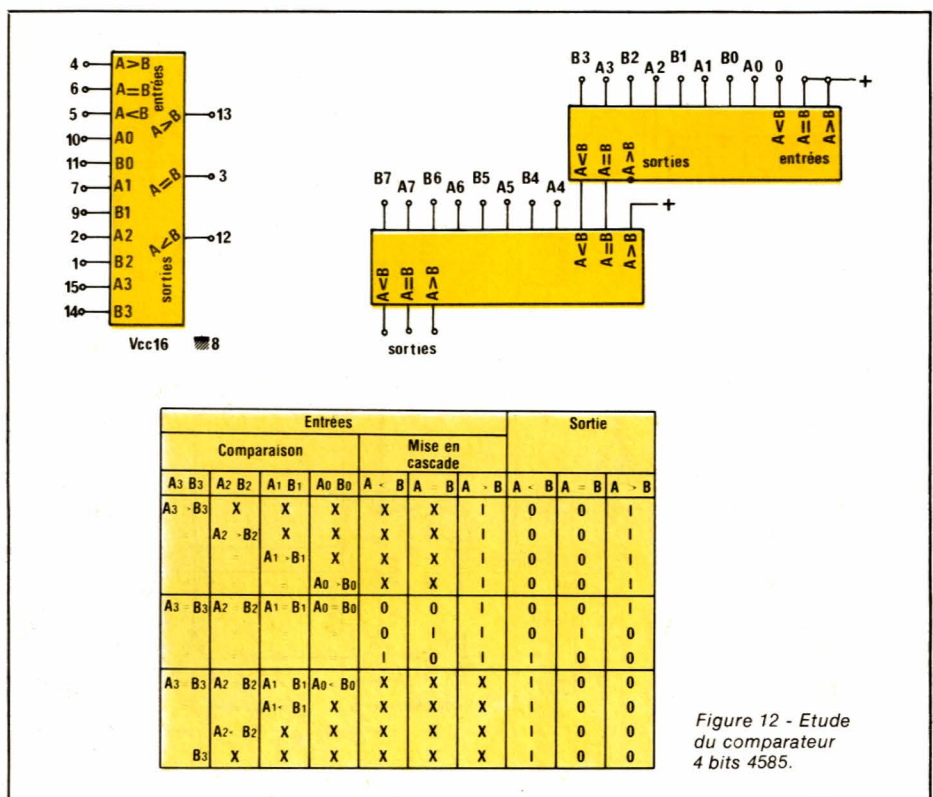
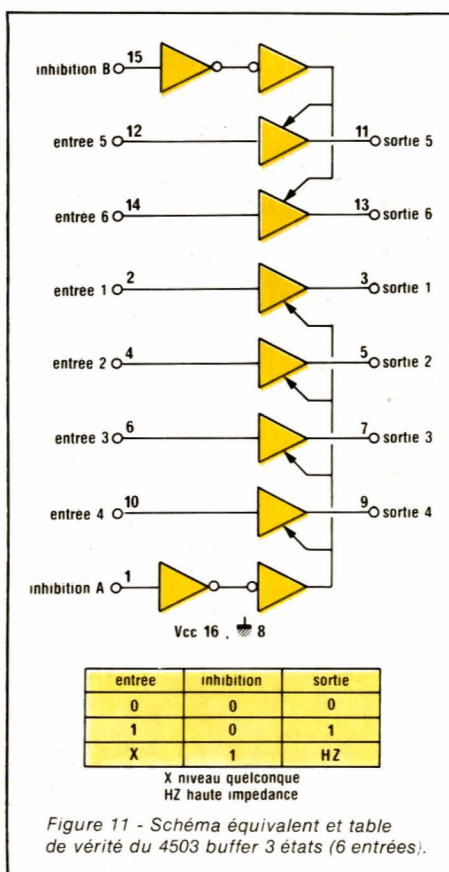
$V = 1$, le comptage aura lieu sur les fronts montants de H alors que si $H = 0$, le comptage aura lieu sur les fronts descendants de V. Dans tous les cas, si l'entrée R est mise à 1, toutes les sorties sont à zéro.

Le 4503, 6 buffers non inverseurs 3 états

Ce type de circuit est souvent utilisé dans les systèmes à microprocesseurs où une même ligne peut véhiculer des informations en provenance de différentes mémoires ou registres. Dans ce cas, le mode 3^e état (ou encore haute impédance) permet d'éviter le court-circuit qui ne manquerait pas de se produire entre 2 informations contradictoires (0 et 1) émises chacune à une extrémité de la ligne. D'autre part, l'aspect buffer (amplificateur) permet pour notre application de commander l'allumage d'une LED témoin indiquant l'état d'une sortie.

La figure 11 nous indique la constitution du 4503 qui est organisé en 2 blocs l'un de 2 buffers l'autre de 4. C'est la raison pour laquelle nous trouvons 2 entrées d'inhibition différentes.

Lorsque la sortie de l'un des buffers est dans l'état haute impédance, on peut appliquer sur cette sortie n'importe quel niveau logique sans



danger pour l'étage de sortie du buffer concerné.

Le 4585 comparateur de 2 mots de 4 bits

Ce circuit intégré permet, grâce à sa logique interne, de composer deux mots binaires de 4 bits. Suivant le mode d'utilisation des entrées $A > B$, $A = B$ et $A < B$, il indiquera à la demande si par exemple le mot A est plus grand, plus petit ou égal au mot B.

Lorsque l'on souhaite comparer des mots de plus de 4 bits (c'est le cas pour notre réalisation), on peut monter en cascade plusieurs comparateurs conformément au schéma donné à la figure 12. Pour cette application, la sortie $A = B$ ne sera au niveau 1 que si les 2 mots de 8 bits A et B sont égaux (voir serrure électronique du n° 422).

Etude du circuit de remise à zéro

Ce circuit ne nécessite que 4 portes NAND câblées en inverseur. Il permet avec un retard d'environ 30 ou 40 ms (déterminé par le couple R_1C_1) sur l'établissement de la tension d'alimentation, d'appliquer une impulsion de remise à zéro à tous les compteurs, à la base de temps et aux bascules RS. Il s'agit dans ce cas d'une mise à zéro après mise sous

tension. En cours de fonctionnement, on peut aussi provoquer une remise à zéro de l'ensemble de la logique en appuyant sur le poussoir RAZ. Il faut noter toutefois que cette action n'entraîne pas la remise à zéro du programme sélectionné. Le sélecteur de programme n'est remis à zéro que par la sortie Z que lors d'une mise sous tension.

En fonctionnement normal, la ligne RAZ est au niveau zéro. Celle-ci ne véhicule des impulsions de remise à zéro que lors de la mise sous tension ou lorsque l'on appuie sur le poussoir RAZ. L'existence de ces 2 éventualités explique la présence de la porte OU constituée des deux diodes D_1 , D_2 ainsi que R. Les portes N_3 , N_4 jouent ici le rôle de buffer pour cette application.

Le diagramme de fonctionnement de ce circuit est donné figure 13.

La base de temps

Celle-ci est basée sur un oscillateur à quartz de fréquence 1 MHz réalisé autour de la porte NAND N_5 . L'une des entrées de N_5 est utilisée pour valider ou non l'oscillateur. Une deuxième porte NAND câblée en inverseur sert de tampon à l'oscillateur. Deux diviseurs par 100, des 4518, permettent d'obtenir des signaux de période 100 μs , puis 10 ms. Les premiers seront utilisés pour obtenir la vitesse rapide, les seconds

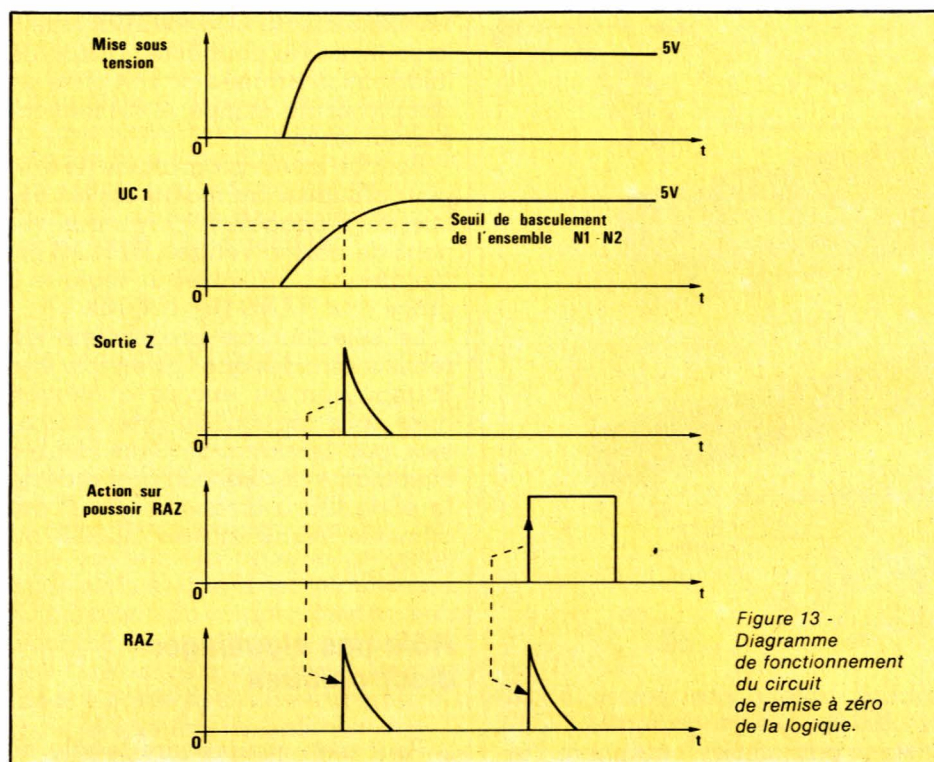


Figure 13 - Diagramme de fonctionnement du circuit de remise à zéro de la logique.

pour le fonctionnement normal du programmeur.

L'action sur le poussoir V rapide fait basculer la sortie Q_2 de RS₂ au niveau 1. L'aiguillage réalisé avec les portes NOR 1, 2, 3, 4 laisse alors passer les signaux de période 100 μ s. Lorsque Q_2 revient à 0, ce sont les signaux de période 10 ms qui passent vers la sortie du NOR₄.

A la suite de cet aiguillage, on trouve un 4017 associé à 2 bascules RS. La première est reliée à la sortie 2 du 4017 et la deuxième à la sortie 3 engendrant respectivement les signaux appelés Q_2 et Q_3 (et leurs inverses $\bar{Q}_2$ et $\bar{Q}_3$). Notons que les entrées RESET de ces bascules sont remises à zéro lorsqu'arrive la 8^e impulsion dans le 4017 ou quand un

signal de RAZ est généré, Q_2 passe au niveau 1 pendant 60 ms et Q_3 pendant 50 ms.

La sortie S₉ du 4017 que l'on a intitulée H sur le schéma constitue le signal qui va piloter le 4040 (compteur binaire à 12 bits) servant à sélectionner les adresses des mémoires. Ce même signal H est appliqué au circuit d'affichage qui permet à tout moment de connaître l'adresse concernée par la programmation.

Le diagramme de la figure 14 représente la forme des signaux obtenus grâce à cette base de temps.

Le changement d'adresse étant provoqué par le 4040 n'a lieu que lors des fronts négatifs du signal H car le 4040 est sensible aux fronts descendants. L'entrée validation du 4017 étant reliée à la masse, celui-ci bascule pour sa part lors des fronts montants du signal appliqué sur son entrée horloge C (ce que montre très clairement le diagramme). Il faut noter qu'avec des signaux (appliqués à l'entrée C) de période $T = 10$ ms, Q_2 passe au niveau 1 pendant 60 ms et Q_3 pendant 50 ms. La période des signaux H est de 100 ms pour cette valeur de T.

Pour anticiper un tout petit peu, disons que le signal Q_2 sera appliqué à l'entrée CE de la RAM autorisant la sortie des données qu'elle contient, sortie qui précède l'entrée en EPROM de 10 ms. Le signal Q_3 sera pour sa part appliqué à l'entrée $\bar{E}$ PROG (durée 50 ms en mode programmation).

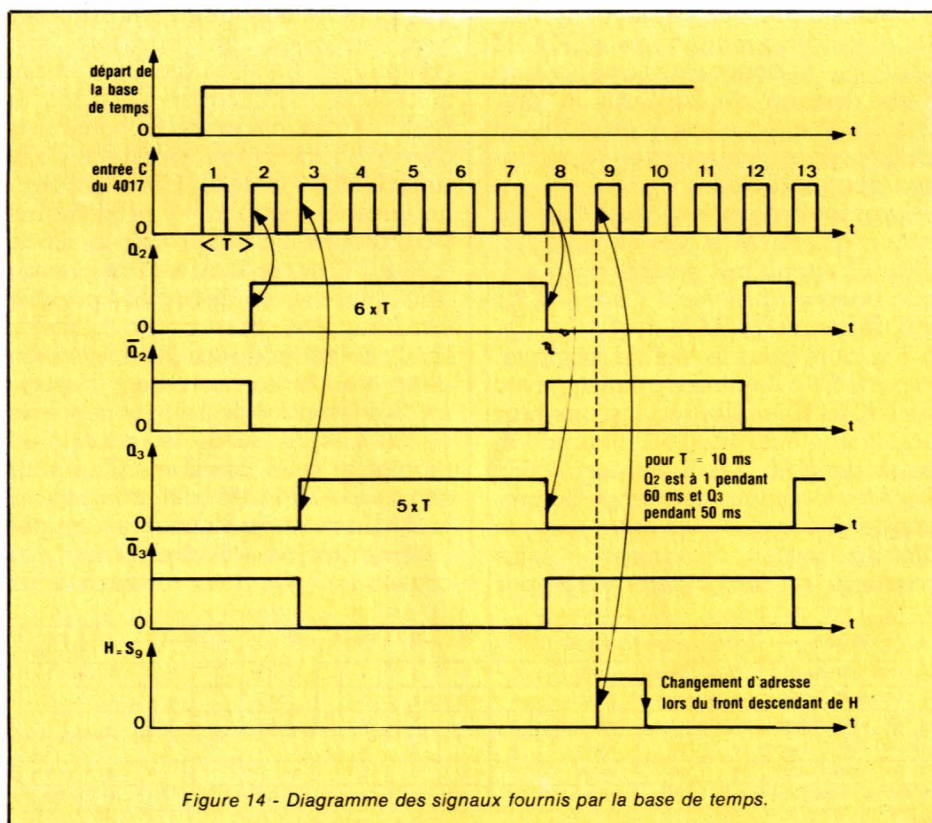
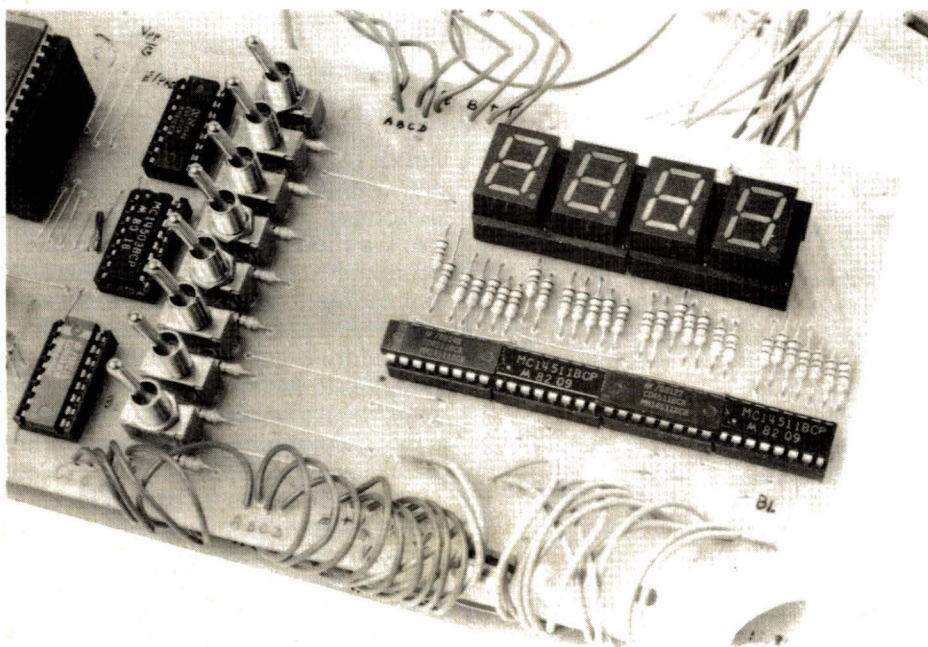


Figure 14 - Diagramme des signaux fournis par la base de temps.

Affichage de l'adresse programmée

Pour connaître en permanence l'adresse concernée par la programmation, le signal d'horloge H est appliqué à un compteur BCD à 4 décades (obtenu en prenant 2 circuits intégrés 4518 montés en cascade). Pour obtenir une bonne synchronisation entre le changement d'adresse et l'affichage de celle-ci, on a fait travailler les deux 4518 sur les fronts descendants (comme le 4040). L'état des 4 décades étant codé en binaire, le décodage binaire 7 segments est assuré par quatre 4511. Les afficheurs utilisés étant obligatoirement de type cathode commune avec ce type de décodeur.

En mode manuel, l'état des 4 décades est en permanence comparé au contenu des roues codeuses sur lesquelles on a affiché l'adresse à programmer. C'est à ce niveau qu'interviennent les comparateurs



4585 qui sont bien entendu montés en cascade. Le comparateur (4 fois 4 bits) ainsi obtenu donnera sur sa sortie un niveau logique 1 lorsque le contenu des compteurs sera identique à celui des roues codeuses.

Le sélecteur de programme

Ce sous-ensemble a pour but d'appliquer aux entrées de commande de la RAM, de l'EPROM et des systèmes de visualisation, des niveaux logiques et des signaux de commande compatibles avec le fonctionnement souhaité. Quand nous avons conçu ce programmeur, nous avons classé les niveaux de commande dans l'ordre $\overline{WE}$; $A(\alpha_3)$; $C-D(\alpha_4 \alpha_5)$. Cette classification correspondait dans le cas d'une écriture dans la RAM aux niveaux logiques respectifs 0, 1, 1. Pour un transfert RAM $\rightarrow$ EPROM on obtenait la série 111. Retranscrit en décimal, ces 2 ensembles correspondent aux chiffres 3 et 7 d'où l'origine des chiffres code affectés à chaque type de programme.

Nous trouvons donc pour ce sélecteur un compteur BCD (encore un 4518) suivi d'une part d'un décodeur BCD $\rightarrow$ 7 segments, avec affichage du programme, d'autre part d'un décodeur BCD décimal (un 4028). L'association du compteur BCD, du décodeur 4028 et de quelques portes OU, ET, NAND permet d'appliquer les niveaux requis aux mémoires ainsi qu'à l'ensemble de la circuiterie.

Le changement de programme est obtenu par action sur le poussoir PROG qui déclenche le monostable

réalisé autour des portes NAND N_7 , N_8 , N_9 . Les programmes 1-2-4-6 n'étant pas utilisés entraînent l'extinction de l'afficheur par action sur l'entrée $\overline{BI}$ du 4511 après inversion dans la porte NAND (N_{10}). Pour ces mêmes numéros de programme, RAM et EPROM sont désactivées par maintien respectif de $\overline{CE}$ et $\overline{G}$ au niveau 1.

Les interrupteurs de programmation ne devant être utilisés que lors d'une écriture en RAM (code 3), les 8 buffers 3 états sont dans l'état haute impédance pour tout programme autre que celui-ci.

La programmation de l'EPROM (code 7) nécessitant l'application d'une tension de 25 V sur la broche 21 (V_{PP}), la sortie 7 du 4028 est utilisée pour commander l'application de ces 25 Volts.

Pour les programmes 0 et 8, vérification d'EPROM et test de virginité, grâce à un ou à 2 diodes, on applique encore un niveau 1 sur $\overline{CE}$, ce qui désactive la RAM.

Toujours pour le test de virginité, la porte ET à 2 entrées (réalisée avec les NAND N_{11} et N_{12}) reçoit d'une part un 1 (sortie 8 du 4028) et l'information issue du NAND à 8 entrées (4068). Pour tenir compte des temps de propagation des données entre chaque changement d'adresse, une constante de temps déterminée par

les éléments R_2 , C_2 a été introduite à la sortie de N_{12} pour éviter que toute information erronée ne soit prise en compte et ne stoppe le défilement normal du test.

Pour ce même programme (le 8) et pour diminuer au maximum les délais de propagation dont nous venons de parler, l'entrée $\overline{E/PROG}$ est maintenue au niveau logique 0 grâce aux NAND N_{13} , N_{14} , N_{15} .

Le sélecteur de programme est remis à zéro dès que l'on envoie une 9^e impulsion ou encore à chaque mise sous tension du programmeur par le signal Z. Cette double éventualité nécessite la présence de la porte OU à diodes D_3 , D_4 , R qui alimente les 2 entrées RESET du 4518.

Rôle des aiguillages électroniques

Pour bien comprendre le rôle de ces aiguillages, nous donnons pour chaque type de programme l'état logique des entrées de commande de ceux-ci et des mémoires dans le tableau de la figure 15.

On notera que ce tableau fait mention d'un programme supplémentaire (code 2) que nous avions prévu au départ de la réalisation. Il s'agit d'un transfert EPROM $\rightarrow$ RAM qui peut présenter dans certains cas un intérêt (exemple : avant d'effacer une EPROM dont quelques adresses sont erronées, on transfère son contenu en RAM ce qui permet ensuite une modification — dans la RAM — des adresses défectueuses avant un nouveau transfert dans une EPROM vierge). Ceux qui souhaiteraient rétablir ce programme n'auraient qu'à supprimer la diode reliée à la sortie 2 du 4028 et prévoir une alimentation de la RAM par pile pour ne pas perdre son contenu lorsque l'on coupera l'alimentation générale. Il est vivement recommandé (en effet) de ne pas mettre un circuit intégré ou de le retirer d'un montage sous tension. Or, pour changer l'EPROM défectueuse, il faut à un moment ou un autre couper l'alimentation. Moyennant par conséquent ces deux remarques on

FONCTION	CODE	RAM	EPROM	$\overline{WE}$	$\overline{OE}$	$\overline{G}$	V_{PP}	$\overline{CE}$	$\overline{E/PROG}$	A α_3	CD $\alpha_4 \alpha_5$
Prog RAM (manu)	3	écriture	HZ	0	1	1	5	02	03	1	1
Lect. RAM (manu)	5	lecture	HZ	1	0	1	5	02	03	0	1
RAM - EPROM (auto)	7	lecture	écrit (PROG)	1	0	1	25	02	03	1	1
Lecture EPROM (manu)	0	HZ	lecture	0	1	0	5	1	02	0	0
Test virginité (auto)	8	HZ	lecture	0	1	0	5	1	0	0	0
EPROM - RAM (auto)	2	écriture	lecture	0	1	0	5	03	02	1	0

Figure 15 - Tableau récapitulatif des niveaux et signaux logiques nécessaires à chaque programme.

peut considérer que ce programme de code 2 peut être utile.

Revenons-en à notre problème d'aiguillage. Si nous examinons les programmes 3 et 5, nous nous apercevons que l'aiguillage α_3 est pour un même fonctionnement en mode manuel, sollicité par les signaux H en écriture, Q_2 en lecture.

Plaçons-nous pour commencer dans le cas d'une écriture en RAM, dans ce cas :

α_1 transmet l'information $X = Y$ à $D_5 \rightarrow$.

α_2 envoie la sortie du ET (D_5, D_6, R) à l'entrée RESET de $RS_1 \rightarrow$.

α_3 transmet le signal H à la diode $D_6 \rightarrow$.

Nous supposons d'autre part que la dernière adresse programmée est n et que H est au niveau 1. L'indication du compteur est n . Nous souhaitons programmer l'adresse $n + 1$. Pour cela, on affiche les données à l'aide des 8 interrupteurs 0-1 puis le numéro de l'adresse $n + 1$. Conséquence : la sortie $X = Y$ passe à 0. On appuie sur DEP/PROG. Résultat H passe à 0. L'adresse affichée est alors $n + 1$ ($=$ à celle des roues codeuses) et la sortie $X = Y$ passe à 1 mais comme $H = 0$, 90 ms s'écoulent avant de bloquer de nouveau la base de temps. Pendant cette durée, le signal Q_2 inversé par N_{16} passe dans l'aiguillage α_5 , le OU₃, et valide la RAM permettant ainsi l'écriture des données affichées.

L'ensemble des événements décrit ci-dessus est résumé à la figure 16.

Cas de la vérification d'une adresse en RAM (mode manuel):

Les aiguillages α_1 et α_2 sont dans le même état que précédemment, par contre α_3 transmet cette fois le signal Q_2 au lieu de H.

En prenant les mêmes hypothèses de départ que dans le cas précédent, la base de temps sera cette fois arrêtée (par l'intermédiaire de AS_1 bien sûr) dès que Q_2 passera du niveau 0 au niveau 1. Simultanément $\overline{CE} = \overline{Q_2}$ sera à 0 ce qui entraîne la présence du contenu de l'adresse sur les lignes DQ_1 à DQ_8 , contenu qui sera visualisé grâce aux LED L_1 à L_8 . L'état de ces données sera présent en sortie aussi longtemps qu'on le souhaitera.

Un processus identique a lieu lors de la vérification du contenu d'une EPROM (code 0).

En mode automatique, les aiguillages α_1 et α_2 changent de position. En particulier α_1 applique un niveau logique 1 à la fois sur D_5 et sur la porte NAND N_{16} qui donne donc en

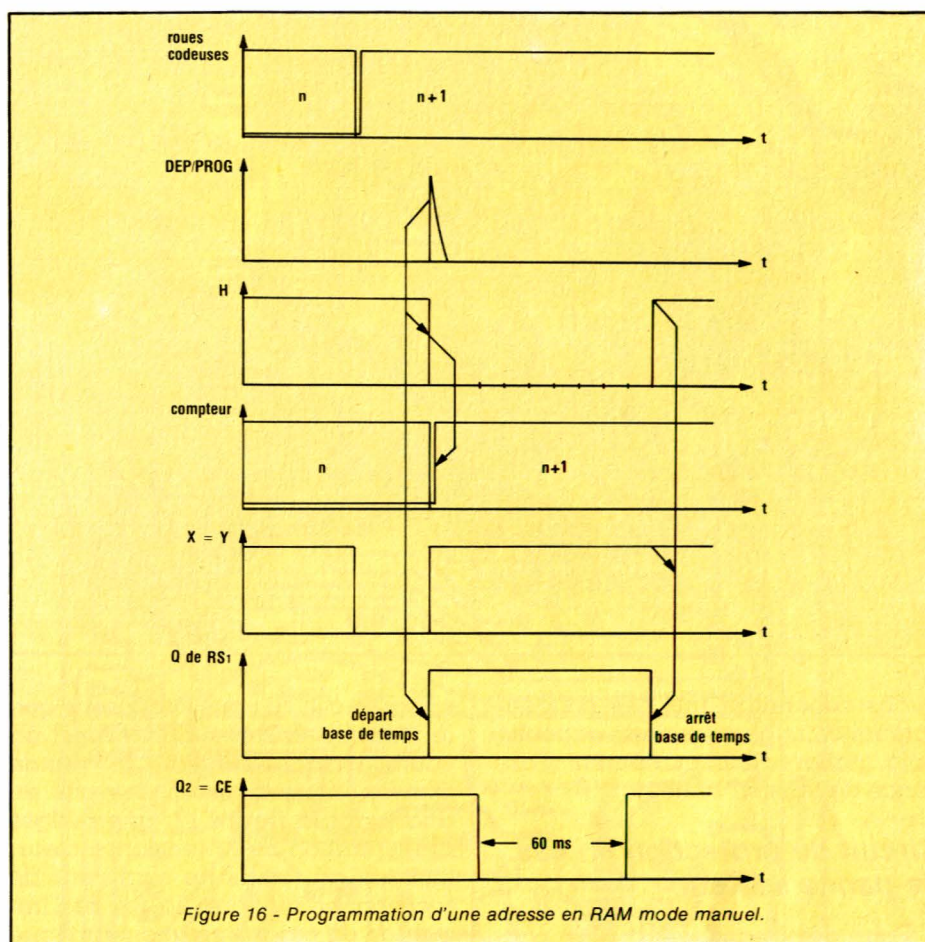


Figure 16 - Programmation d'une adresse en RAM mode manuel.

sortie Q_2 en permanence. Pour α_2 , c'est la sortie 2048 du compteur 4040 qu'il transmet à l'entrée RESET de RS_1 . Il en résulte l'arrêt de la base de temps dès que les 2 048 adresses ont été programmées.

A noter au passage qu'en mode automatique les LED de visualisation sont désactivées grâce aux buffers 3 états qui les alimentent.

On comprendra aisément que les aiguillages α_4 et α_5 fonctionnant sur le même principe que les précédents envoient tantôt :

Q_3 sur $\overline{E}PROG$ et $\overline{Q_2}$ sur $\overline{CE}$ pour $C-D = 1$

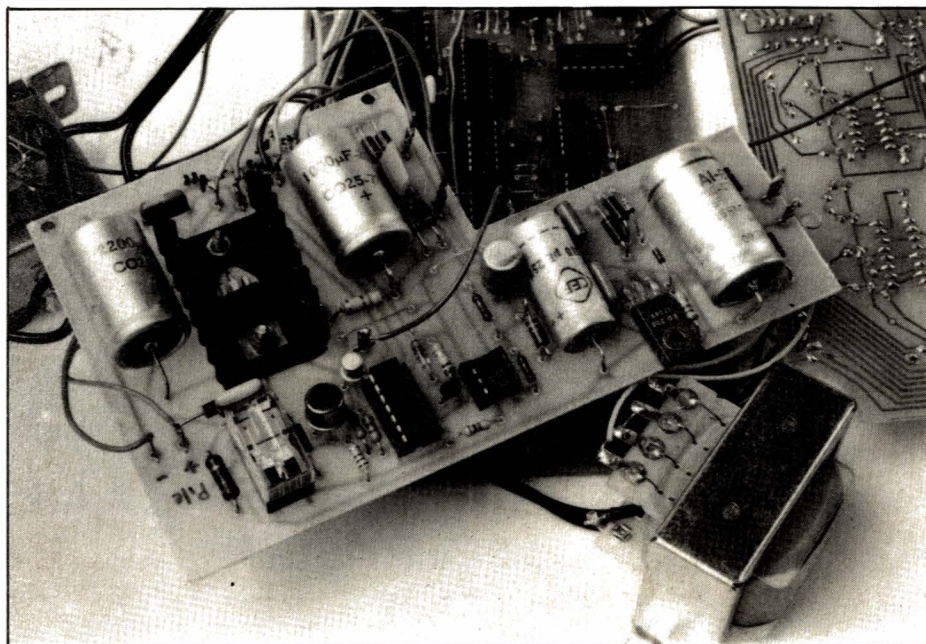
$\overline{Q_2}$ sur $\overline{E}PROG$ et $\overline{Q_3}$ sur $\overline{CE}$ pour $C-D = 0$

Etude des alimentations

Celles-ci sont au nombre de 2. L'une de 5 volts fournit la tension d'alimentation nécessaire à tous les circuits intégrés. L'autre de 25 V fournit la tension nécessaire à la programmation de l'EPROM (broche V_{PP}). De façon à ne pas perdre le contenu de la RAM que l'on a commencé à programmer lorsqu'une panne survient, 2 piles de 4,5 V montées en série viennent palier à la défection du secteur EDF. Ces 2 piles ne fournissent cependant pas les

25 volts nécessaires en cas de programmation d'EPROM. C'est pour cette raison que nous avons prévu une sécurité pour le cas où une panne surviendrait pendant le transfert RAM-EPROM qui, si l'on n'avait pris aucune précaution, nécessiterait à coup sûr d'effacer cette dernière et de recommencer le transfert.

Avant d'aborder l'étude de ce circuit de sauvegarde, disons que les alimentations sont de type classique. 1 transformateur, un pont de Graetz à 4 diodes, un condensateur de filtrage de forte capacité doublé d'un condensateur de 0,1 μF pour supprimer les éventuels parasites, suivi d'un régulateur, puis de nouveau d'un filtrage. Pour l'alimentation 25 V, on a utilisé un système stabilisateur à diode zéner et transistor. A noter qu'avec une diode Zéner de 25 V, il faut monter en série une diode ordinaire pour compenser la chute de tension base-émetteur du transistor ballast. Le débit de cette alimentation est relativement faible puisque pendant l'impulsion de programmation, le courant qui entre dans la broche V_{PP} est de 30 mA ce qui, en valeur moyenne, correspond à 15 mA puisque l'on programme une adresse toutes les 100 ms. Nous



avons cependant mis des condensateurs chimiques de forte capacité pour palier momentanément l'absence de tension secteur.

Circuit de protection en cas de panne secteur

Pour détecter d'éventuelles pannes de secteur, nous avons fait appel à un photocoupleur dont la diode émettrice est alimentée par la tension disponible au secondaire du transformateur T_1 , après un redressement et un filtrage sommaire par D_8 et C_4 . Les résistances R_4 et R_5 servent à limiter le courant dans la diode émettrice de l'optocoupleur. En absence de panne, le phototransistor est saturé et la tension à l'entrée de la porte NOR₅ est donc voisine de 0 et par voie de conséquence

sa sortie à 1. Si nous supposons que le transfert RAM → EPROM est en cours lorsque survient la panne secteur, nous nous apercevons en analysant la figure 17, que malgré la disparition de la tension secteur, la base de temps ne s'arrêtera de fonctionner qu'après la fin de l'impulsion de programmation appliqué à l'entrée $\overline{E}PROG$. On est donc ainsi certain que l'adresse en cours de programmation lors de la panne a été correctement programmée. Pour qu'il en soit ainsi, il faut cependant que les condensateurs chimiques de l'alimentation 25 V jouent leur rôle de réservoir en absence de tension secteur. C'est pour cette raison que nous avons pris pour C_9 un condensateur de 1 000 μF . Cette valeur est-elle suffisante direz-vous ? Et bien faisons un rapide calcul. Pour cela,

plaçons-nous dans le pire des cas, la panne survient au début de l'impulsion Q_3 .

Le secondaire de T_2 délivrant 25 V efficaces, C_9 est chargé sous à peu près $(25 \sqrt{2}) \approx 35$ Volts. Les diodes D_7 et D_{21} dérivent un courant de 5 mA et l'EPROM consomme 30 mA soit un total de 35 mA pendant une durée $\Delta t = 50$ ms →

$$\Delta Q = I \Delta t = 1,75 \cdot 10^{-3} C_b$$

Cette variation de la quantité d'électricité emmagasinée par C_9 ne doit pas faire tomber la tension à ses bornes en dessous de 30 Volts pour être certain d'en récupérer 25 en sortie or $\Delta Q = C \Delta U \rightarrow$

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{1,75 \cdot 10^{-3}}{5} = 0,35 \cdot 10^{-3} F = 350 \mu F$$

soit 350 μF .

En prenant $C_9 = 1\,000 \mu F$, on a donc une marge confortable.

La diode L_9 indique, lorsqu'elle est allumée le fait qu'il y a eu panne secteur.

Pour économiser les piles en cas de panne, on peut, si on le désire, relier la sortie du NOR₅ à l'entrée B1 des décodeurs 4511 de l'affichage adresse.

Lors du transfert RAM → EPROM, la sortie 7 du 4028 est au niveau 1. Cette information après inversion par le NOR₇ et passage dans la porte NOR₈ commande le relais qui assure la commutation + 5 V, + 25 V appliquée à la broche V_{PP} . En cas de panne secteur, et pendant toute sa durée, le relais passe en position repos appliquant + 5 V à la broche V_{PP} et non 0 V comme le ferait l'alimentation 25 V au bout de quelques instants.

Le circuit R_9 , C_{13} élimine les transitoires inévitables lors des commutations + 5 V, + 25 V.

Il faut noter encore que le condensateur C_{14} en parallèle avec le primaire des 2 transformateurs T_1 et T_2 a lui aussi pour rôle de limiter les phénomènes transitoires lors des coupures du secteur. En particulier sans C_{14} à chaque coupure du secteur des impulsions parasites entraînent le retour à zéro du compteur adresse.

Remarques

La RAM et l'EPROM étant situées sur un circuit imprimé différent de celui qui génère les signaux appliqués à $\overline{CE}$ et $\overline{E}PROG$, ces signaux ont été remis en forme à l'aide de 2 portes inverseuses en cascade, is-

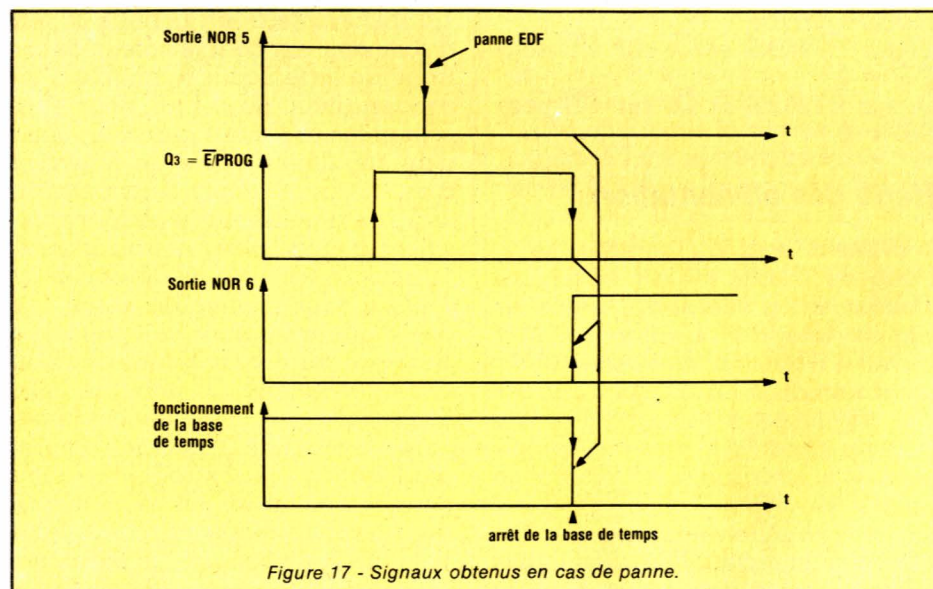


Figure 17 - Signaux obtenus en cas de panne.

sues d'un 4049. La 5^e porte contenue dans ce boîtier a été utilisée pour obtenir le signal OE broche 20 de la RAM à partir de WE et la 6^e porte sert à inverser la sortie 3 du 4028 pour commander les 4503, buffers 3 états, interposés entre les interrupteurs de programmation et les entrées DQ₁ à DQ₈.

L'inverseur EPROM-RAM permet, lorsqu'on remplace la RAM par une EPROM à dupliquer, d'appliquer un niveau + 5 V à l'entrée V_{PP} (ex. WE).

La vitesse rapide pourra être utilisée pour la vérification du contenu des mémoires et éventuellement pour programmer la RAM mais en aucun cas pour le transfert RAM-EPROM.

En mode manuel, dès que l'adresse recherchée est atteinte, la vitesse rapide est supprimée automatiquement grâce au signal X = Y appliqué, après dérivation par le circuit RC, à l'entrée RESET de la bascule RS₂. De même après toute remise à zéro, la vitesse rapide est supprimée.

Réalisation pratique

L'ensemble des différentes fonctions électroniques a été regroupé sur 4 circuits imprimés d'importance variable. Ces circuits imprimés en technique simple face sont visibles sur les figures 18 à 25 où ils sont accompagnés du schéma d'implantation des composants qu'ils regroupent.

Lorsque ces circuits auront été réalisés, il faudra commencer par placer les straps qui, s'ils sont nombreux, permettent néanmoins de rester en technique simple face.

Il est recommandé de monter les composants passifs puis pour terminer les diodes et transistors. Les circuits intégrés seront de préférence montés sur des supports, ce qui facilite leur remplacement en cas d'accident. On respectera scrupuleusement l'orientation des diodes, condensateurs polarisés et surtout des circuits intégrés.

On pourra avantageusement repérer à l'encre de Chine les noms des différents signaux sur les circuits imprimés côté composants. Cela permet de dépanner plus facilement en cas d'avarie. Les liaisons entre les différents circuits imprimés seront réalisées en fil souple de longueur approprié.

La fixation de tous les poussoirs et inverseurs directement sur les cir-

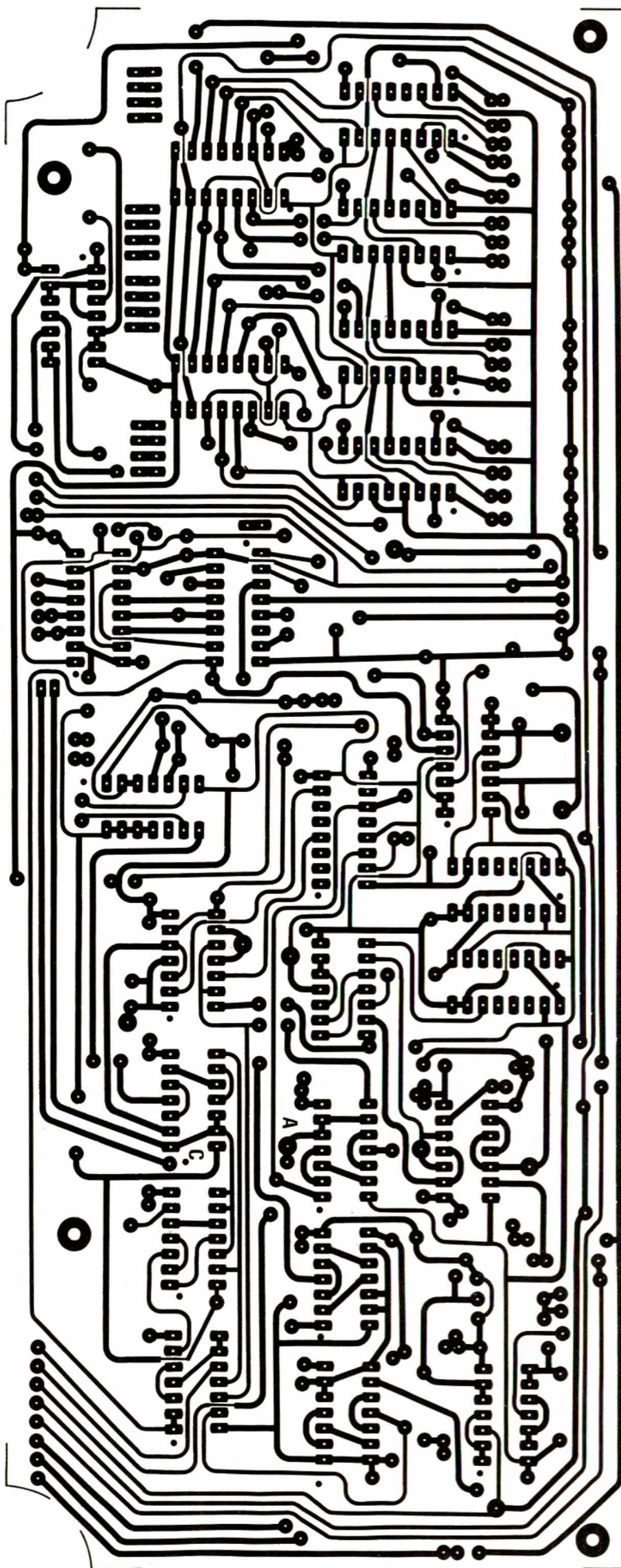
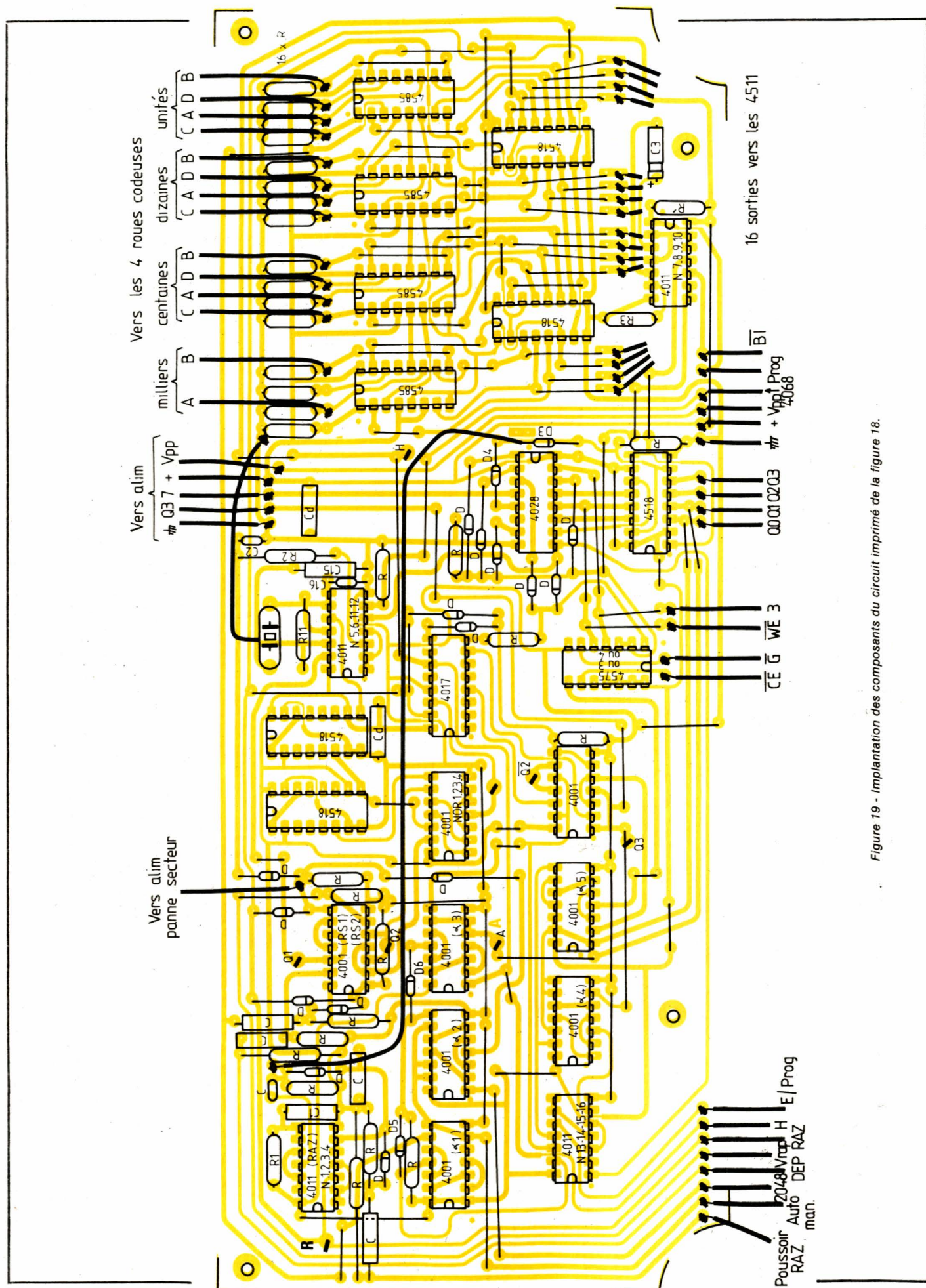


Figure 18 - Circuit imprimé (vue côté cuivre) regroupant la base de temps, le circuit de RAZ, les aiguillages, le sélecteur de programme, les comparateurs, etc...



cuits imprimés permet d'effectuer les premiers essais sur table. Les 2 circuits imprimés recevant l'ensemble de la logique seront fixés l'un au-dessus de l'autre. Les liaisons à l'avant de ceux-ci auront une longueur maximum de 2 ou 3 cm pour ne pas gêner ensuite la mise en coffret.

La vérification du fonctionnement des différents sous-ensembles pourra s'effectuer progressivement. On peut en effet essayer indépendamment du reste les bascules RS₁, RS₂, la base de temps, le sélecteur de programme, les aiguillages, etc.

Essais et mise au point

Avant d'insérer RAM et EPROM, il est préférable de vérifier que les signaux attendus pour chaque entrée de commande sont de valeur, de forme et de durée escomptées. On passera en revue les différents programmes et on vérifiera ces signaux en se rapportant au tableau de la figure 15.

Quand tout est correct, on peut travailler avec RAM et EPROM en place. Rappelons une fois de plus que ces composants doivent être insérés en l'absence de tension. Ne pas oublier de couper les alimentations secteur et piles de sauvegarde.

Une fois l'insertion faite, on peut alors procéder aux essais de chaque programme comme nous l'avons indiqué au début de cet article. Si des difficultés de fonctionnement apparaissent, nous recommandons aux lecteurs de se rapporter aux explications concernant le fonctionnement de ce programmeur. Nul doute qu'ils y trouveront la réponse à leur problème. Etant donné que le fonctionnement de cette réalisation est purement logique, une éventuelle panne ne peut en général provenir que d'une liaison défectueuse (piste cuivrée coupée ou mauvaise soudure).

Une fois le fonctionnement vérifié, il ne reste plus qu'à passer à la mise en coffret.

Le coffret

Le modèle choisi est de marque RETEX modèle RA3. Il s'agit par conséquent du même type de coffret que celui utilisé pour le programmeur d'EAROM et ce, dans un souci d'homogénéité des réalisations.

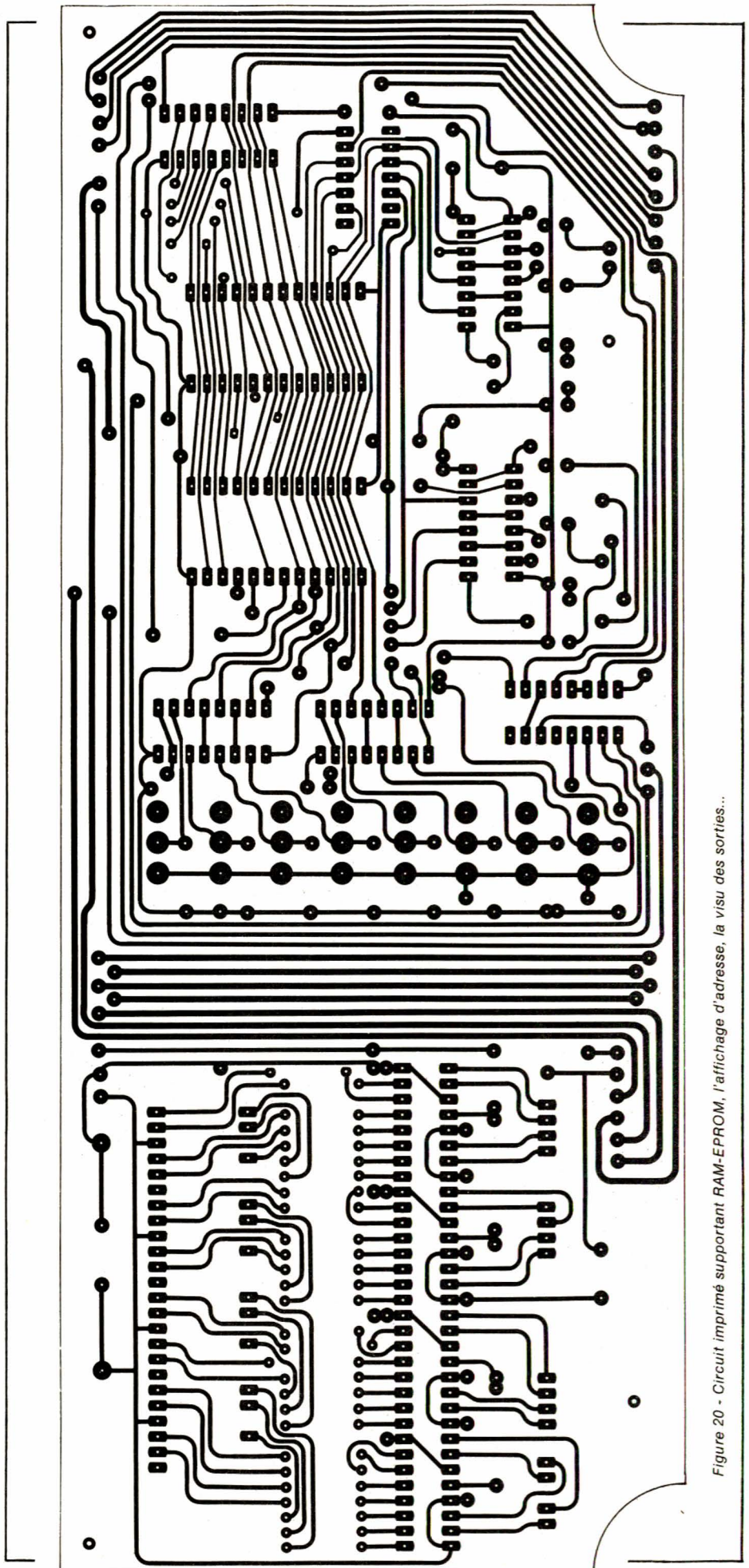
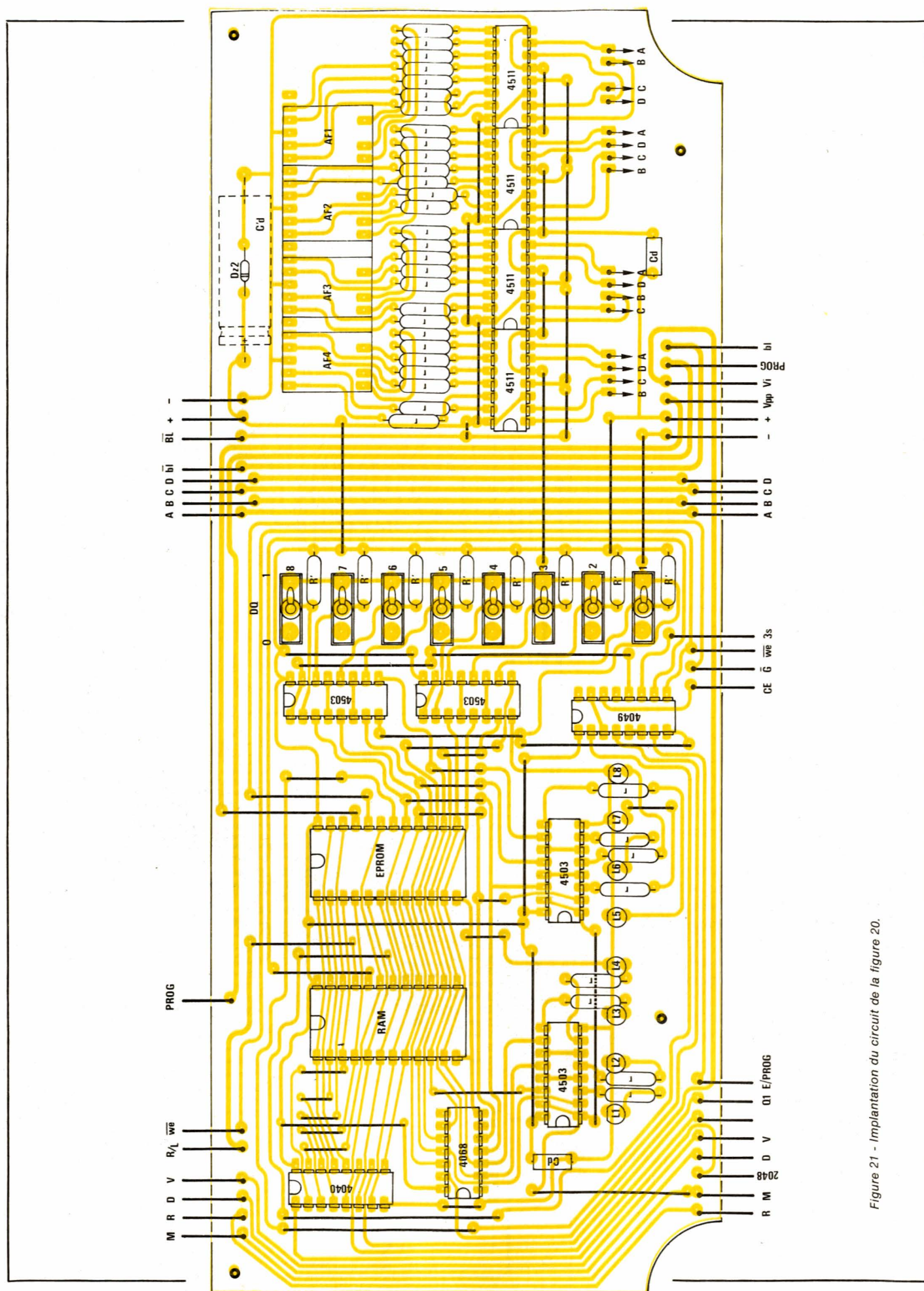
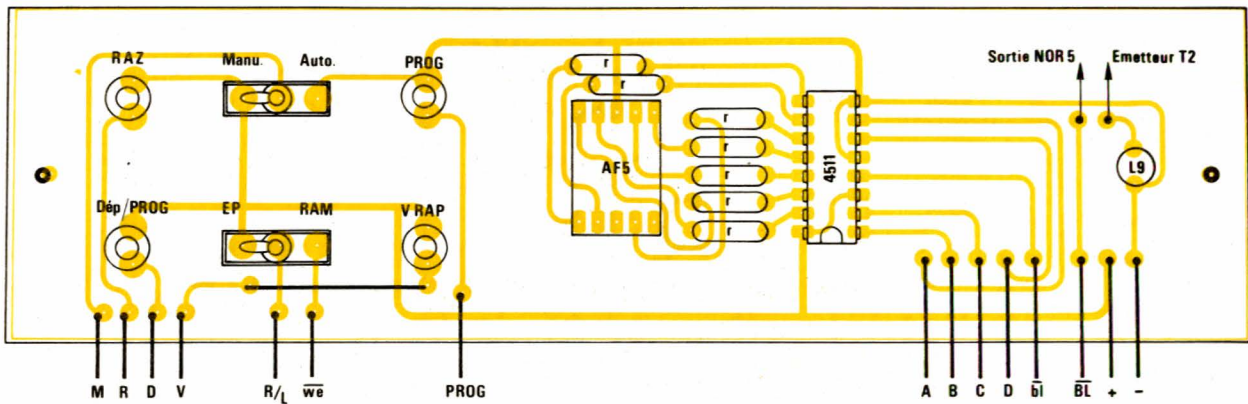
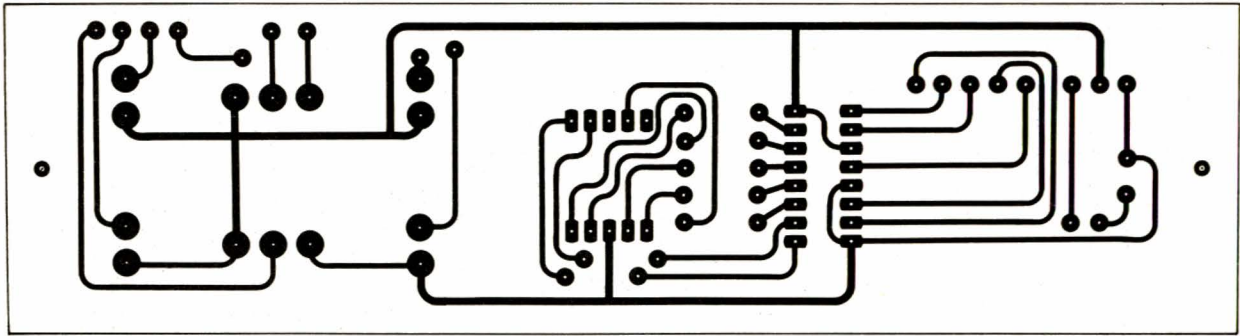


Figure 20 - Circuit imprimé supportant RAM-EPROM, l'affichage d'adresse, la visu des sorties...





Figures 22 et 23 - Circuit imprimé supportant les inters et poussoirs ainsi que l'affichage du programme en cours.

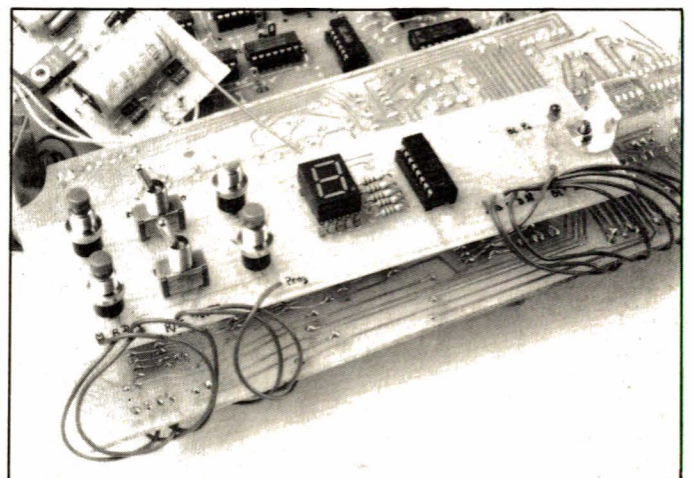
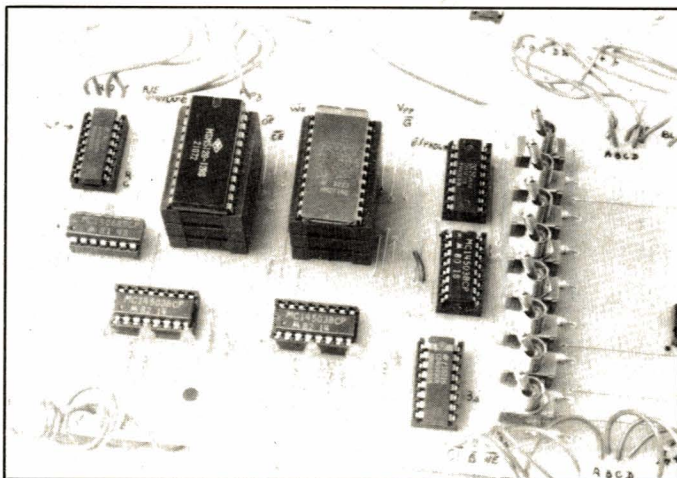
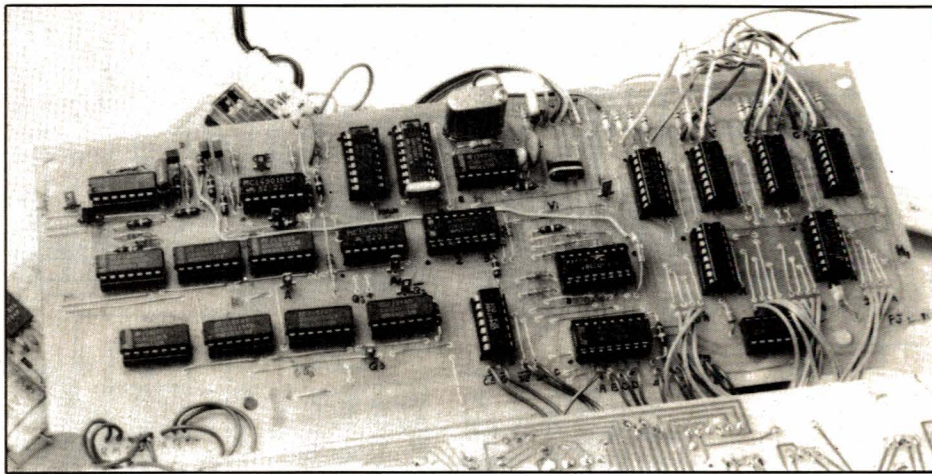


Figure 24 - Circuit imprimé de l'alimentation.

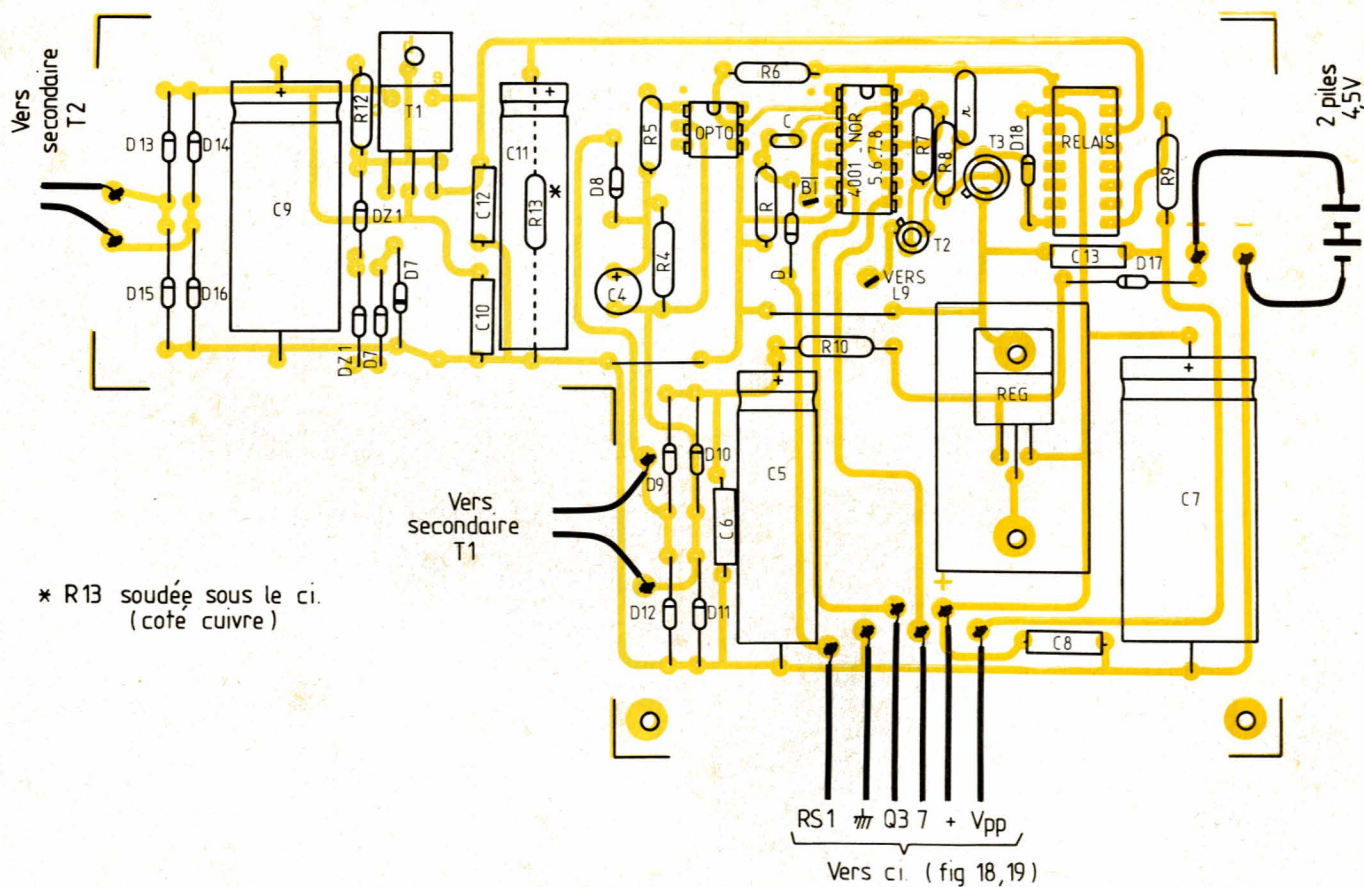
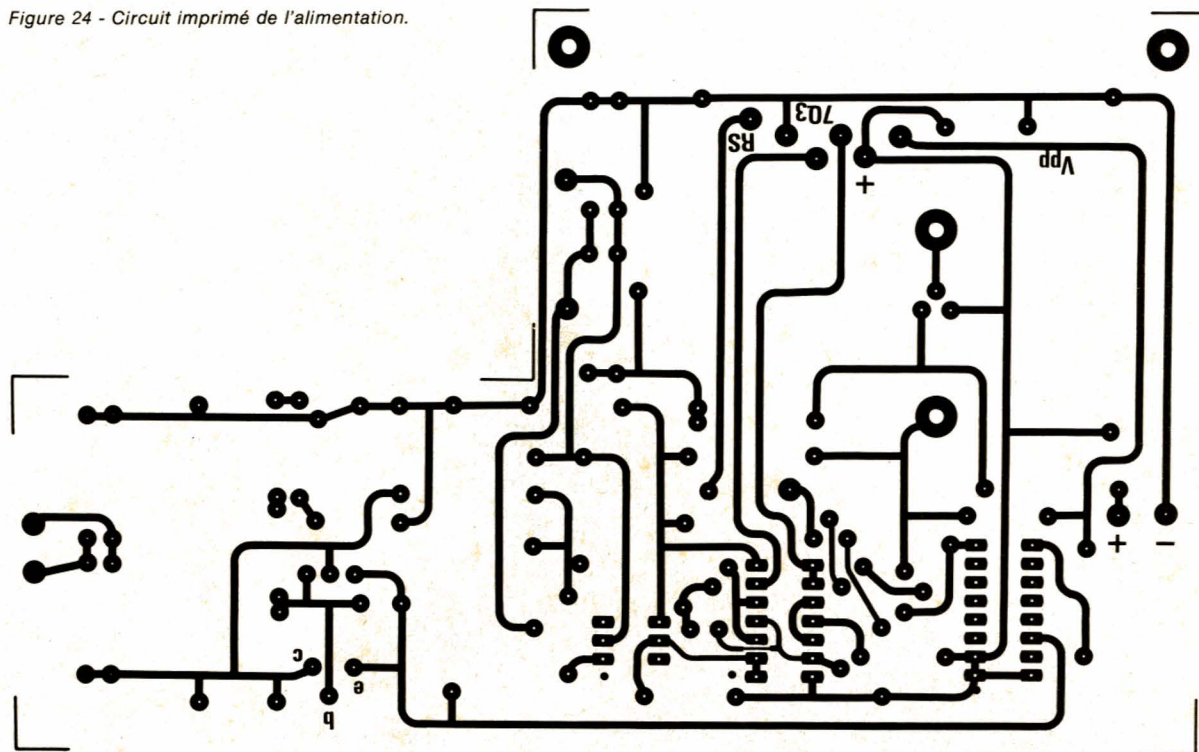


Figure 25 - Implantation des composants du circuit imprimé alimentation.

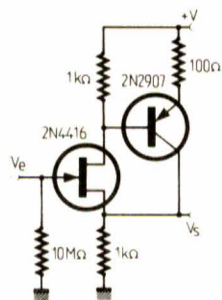
FICHE « IDÉES » N° 67

RPEL

Buffer large bande

L'association d'un effet de champ monté en « charge répartie » dont le gain en alternatif vaut 1 et d'un étage bipolaire couplé en continu et monté en contre-réaction totale sur le premier étage permet d'obtenir un amplificateur de courant à très large bande et à grande dynamique que l'on pourra utiliser plus particulièrement dans les applications vidéo où les longueurs de raccordement sont importantes ou pour attaquer des étages à faible impédance d'entrée.

On sait, qu'en effet, la capacité répartie d'un câble coaxial par exemple n'est pas négligeable. Il faut donc charger et décharger cette capacité rapidement et donc disposer d'un courant d'attaque assez fort si l'on veut pouvoir travailler à des fréquences élevées.



FICHE « IDÉES » N° 69

RPEL

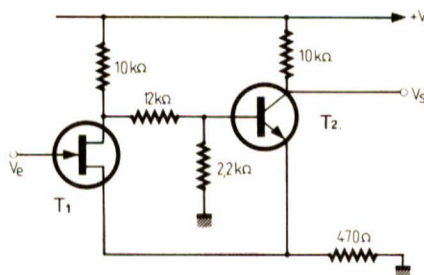
Trigger du Schmitt à effet champ

Encore une version de trigger de Schmitt ! Celle-ci dotée d'un effet de champ en entrée évite de trop charger le circuit amont et présente des transitions très rapides, et ce d'autant qu'on emploie un transistor à grand gain en sortie. On règle l'hystérésis par le diviseur de tension constitué par les résistances de base de T2, ou par le truchement de la résistance commune à la source du FET et à l'émetteur du bipolaire de sortie.

Ce trigger est inverseur, un accroissement de tension en entrée provoque une transition opposée en sortie.

On choisira par exemple :

T₁ = 2N3819 et T₂ = BC237B



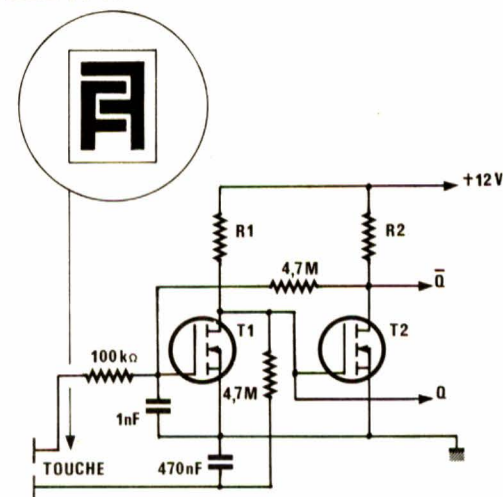
FICHE « IDÉES » N° 71

RPEL

Bistable de puissance à touch control

L'emploi de transistors MOS de puissance, VMOS, simplifie nettement les circuits de commutation de puissance. Le circuit présenté ici permet même de réaliser une bascule de puissance commandée par touche sensitive sans aucun autre élément actif. Les résistances R₁, R₂ peuvent figurer n'importe quelle charge dont la résistance ohmique est comprise entre 10 Ω et 10 kΩ. On a tout intérêt à réaliser la touche comme indiqué dans le médaillon. Cette structure garantit un meilleur « contact ».

Les transistors T₁, T₂ seront des VMOS canal N du genre VN66AF (siliconix) ou BD522 ITT.



FICHE « IDÉES » N° 72

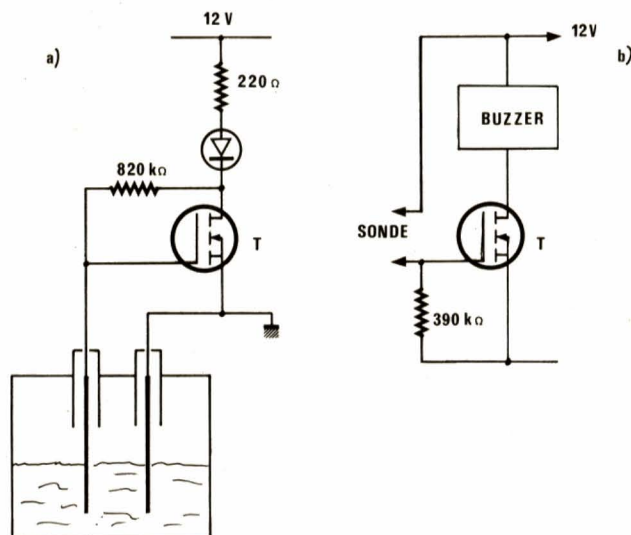
RPEL

Détecteurs de niveau d'eau

Les deux montages présentés ci-dessous signalent la présence ou l'absence d'eau dans un récipient.

Suivant la distance entre les électrodes, la résistance de la sonde sera comprise entre une et quelques dizaines de $k\Omega$. Le circuit (a) allume la LED ou enclenche un buzzer lorsque le niveau descend en dessous de la sonde, et à l'inverse le circuit (b) détecte la présence d'eau entre les deux électrodes.

T = VN66AF ou BD 522



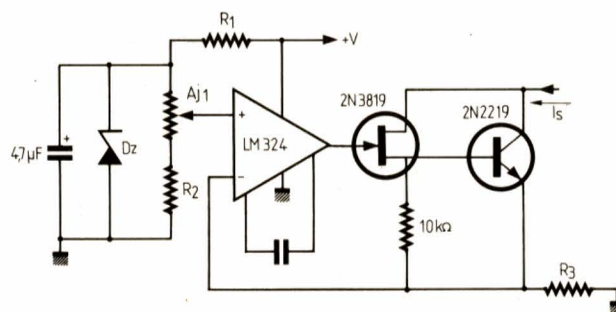
FICHE « IDÉES » N° 70

RPEL

Source de courant de précision

Le circuit suivant réalise une source de courant de précision grâce au grand gain en boucle ouverte obtenu avec l'ampli opérationnel et l'excellent isolement en tension dû au FET. Le courant stabilisé vaut $I_s = V_e/R_3$, si V_e est comptée par rapport à la masse comme positive. Pour les applications à faible courant, on peut se dispenser du transistor bipolaire et de la résistance de $10 k\Omega$ et ainsi sortir directement sur la source du FET.

Nous avons figuré ici un générateur de tension simple, mettant en œuvre une diode Zener, pour générer V_e ; mais ce n'est qu'un exemple parmi d'autres.

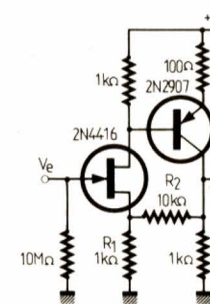


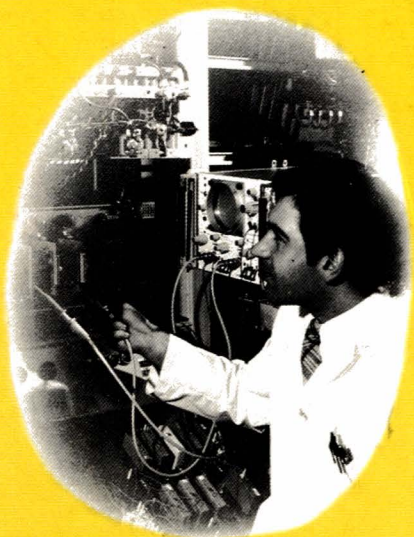
FICHE « IDÉES » N° 68

RPEL

Amplificateur large bande

A partir du même schéma d'entrée que celui du buffer précédent, on peut réaliser un amplificateur large bande en changeant le taux de contre-réaction. Le gain est donné par le rapport R_2/R_1 , ici fixé à 10 qui constitue une valeur maximum, pour une tension d'alimentation inférieure à 12 V. On pourrait, sinon, modifier légèrement les valeurs des résistances d'émetteur et de collecteur du transistor PNP de sortie de façon à augmenter le gain en boucle ouverte de cet étage et à modifier l'impédance de sortie (voir article sur la contre-réaction).





Chez vous et à votre rythme

UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :

voltmètre, oscilloscope, générateur HF, ampli-tuner stéréo, téléviseurs, etc...

Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.



eurelec

institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON - FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (80) 66.51.34
75012 PARIS : 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie
(91) 54.38.07

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.

Présentées de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronique.

Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.

Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Adresse : _____

Ville _____ Code postal _____

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ **ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS**
- ☐ **ELECTROTECHNIQUE**
- ☐ **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
- ☐ **INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS**

● Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.

● Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien.

Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant. Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

DATE ET SIGNATURE :
(Pour les enfants, signature des parents).

09126

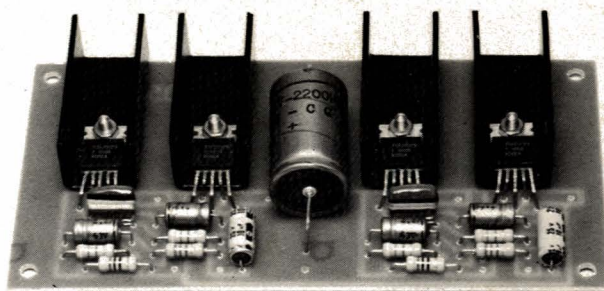
La plus belle gamme de kits faciles à monter

- 2001 Modulateur 3V. 3x1200W + 1 général (par HP)
- 2002 Modulateur 3V. + 1 inverse 4x1200W (par HP)
- 2003 Modulateur 3V. 3x1200W + 1 général (par micro)
- 2004 Modulateur 3V. + 1 inverse 4x1200W (par micro)
- 2005 Modulateur 3V. 3x1200W + 1 général (monitoring)
- 2006 Modulateur 3V. + 1 inverse 4x1200W (monitoring)
- 2007 Chenillard 3V. 3x1200W
- 2008 Chenillard 4V. 4x1200W
- 2009 Compte-tours électronique par LED (auto-moto 12V)
- 2010 Volt-mètre de contrôle pour batterie par LED pour auto-moto 12V
- 2011 Vu-mètre à diodes LED (12 LED)
- 2012 Stroboscope 50
- 2013 Stroboscope 300
- 2014 Stroboscope 2x300 à bascule
- 2015 Platine pré-ampli à 3 entrées (magnétique, TU, magnéto) stéréo, corrections G & A, 2 étages de sorties de 60. (Alim. incorporée, livré sans transfo.)
- 2016 Transformateur d'alimentation pour 2015
- 2017 Etage de sortie mono 50W sur 8 Ohms
- 2018 Alimentation pour 2017 (1 ou 2) avec transfo. et CI
- 2019 Table de mixage à 5 entrées (2 platines, 2 magnétos, 1 micro avec fader)
- 2020 Pré-ampli stéréo PU magnétique (RIAA)
- 2021 Pré-ampli pour fondue enchaînée de 2 platines PU
- 2022 Pré-ampli universel stéréo à 3 entrées (PU, TU, magnéto) Bax. incorporé, livré avec 8 pot. & commutateurs
- 2023 Etage de sortie mono de 7W
- 2024 Correcteur de tonalité mono (G&A)
- 2025 Sirène américaine 10W - 12V
- 2026 Sirène française 10W - 12V
- 2027 Interphone à 2 postes (livré avec HP)
- 2028 Etage de sortie 1,5W mono
- 2029 Correcteur de tonalité (G&A) stéréo
- 2030 Touch-control (à mémoire) secteur avec gradateur incorporé de 1200W
- 2031 Alimentation pour auto (5 à 12V - 1,5A)
- 2032 Alimentation régulée (continue 1 à 24V, réglable 1A) livrée avec transfo.
- 2033 Alimentation stabilisée, régulée (continue 5V - 1A) prévue pour circuits TTL, livrée avec transfo.
- 2034 Alimentation stabilisée, régulée (continue 5V - 4A) prévue pour circuits TTL, livrée avec transfo.
- 2035 Détecteur de passage, par cellule LDR
- 2036 Temporisateur d'essuie-glace auto, livré avec relais
- 2037 Gradateur de lumière 1200W avec self
- 2038 Commande électronique au son (avec micro & relais)
- 2039 Amplificateur pour téléphone avec capteur magn.
- 2040 Détecteur d'électrons, avec écoute sur HP
- 2041 Anti-vol pour auto, détection sur contacts portière & sortie sur relais
- 2042 Anti-vol électronique pour appartement, détection par ILS, sortie sur relais, livré avec transfo.
- 2043 Temporisateur électronique pour parc-mètre
- 2044 Thermostat électronique de Haute précision uniquement sur charge résistive
- 2045 Booster 12V - 35W pour circuits sirènes électroniques tous modèles
- 2046 Chambre de réverbération mono (temps de retard 2 secondes) avec lignes à retard
- 2047 Filtre Scratch stéréo (10 KHz)
- 2048 Filtre rumble stéréo (50 Hz)
- 2049 Pré-amplificateur pour micro, stéréo
- 2050 Emetteur à ultra-sons, portée 15-20 mètres
- 2051 Récepteur à ultra-sons, portée 15-20 mètres
- 2052 Equalizer stéréo à 10 fréquences, à potentiomètres rectilignes
- 2053 Phasing électronique
- 2054 Générateur musical, programmable à 10 notes
- 2055 Convertisseur 6/12V - 60W
- 2056 Convertisseur 12/220V - 25W
- 2057 Booster stéréo 30W + 30W
- 2058 Pré-ampli-micro pour booster
- 2059 Carillon 3 tons
- 2060 Porte-voix 15W/12V
- 2061 Public address 30W CB
- 2063 Public address 2x30W spécial autoradio
- 2062 Egaliseur stéréo pour booster
- 2064 Interrupteur crépusculaire
- 2101 Kit pour montage 2001 etc. jusqu'à 2142

Tous nos kits sont accompagnés de notices d'emploi et descriptives. Service après-vente entièrement gratuit.

Notre sélection du mois

Booster 2x30W



Prévu pour fonctionner sous 12 volts, ce booster stéréophonique délivre une puissance de 2 fois 30 watts. Construit avec des circuits quasi-indestructibles il est protégé contre les courts-circuits éventuels.

Réf. : 2057

Catalogue et liste des dépositaires ASSO contre 3 timbres.

FRANCE
STE SEPA
54, av. Victor-Cresson
92130 Issy-les-Moulin

SUISSE
ELECTRONIC AT HOME
Rue des Philosophes 51
CH-1400 Yverdon

BELGIQUE
TRIALCO
25, rue des Alcyons
1080 Bruxelles

FICHE COMPOSANT

RPEL

AFFICHEURS LED

13,5 mm

Le type d'afficheur présenté ici a l'avantage d'être fabriqué par huit constructeurs sous des appellations différentes, mais toutes compatibles broche à broche. Ce produit existe en anodes et cathodes communes dans des couleurs différentes selon le fabricant ; les caractéristiques électriques varient d'ailleurs légèrement d'une marque à l'autre. La place nous étant comptée sur ces fiches, nous avons choisi de ne passer que les caractéristiques des MAN 6960 et 6980 de General Instruments, afficheur à haut rendement rouge. Nous donnons également la correspondance dans chaque marque.

Caractéristiques maximum

Dissipation de puissance à 25°C	600 mW
Facteur de diminution à + de 50°C	- 8,6 mW/°C
Courant direct continu total	240 mA
par segment	30 mA
Tension inverse par segment	6 V

Caractéristiques électro-optiques

Intensité lumineuse moyenne par digit à IF = 10mA	320 µcd min
Chute de tension directe par segment à IF = 20 mA	2,5 V max
Résistance dynamique par segment à IF = 20 mA	26 Ω Typ

Equivalences

	Anodes communes		Cathodes communes	
	Rouge	Vert	Rouge	Vert
Siemens	HD 1131 R	HD 1131 G	HD 1133 R	HD 1133 G
Texas	TIL 701	TIL 717	TIL 702	TIL 718
Litronix	DL 507	DLG 507	DL 500	DLG 500
GI	MAN 6960	MAN 6460	MAN 6980	MAN 6480
Fairchild	FND 507	FND 537	FND 500	FND 530
AEG	CQY 91A	CQY 92A	CQY 91K	CQY 92K
IEE	LRT 1826R	LRT 1826G	LRT 1827R	LRT 1827G
H. Packard	HDSP 5301	HDSP 5801	HDSP 5303	HDSP 5803

FICHE COMPOSANT

RPEL

AFFICHEURS LED

20 mm

Ce modèle d'afficheur avec son chiffre de 20 mm procure une lecture confortable des grandeurs affichées sur des réalisations placées à une certaine distance de l'utilisateur. Il existe en rouge orangé et jaune chez GI et en rouge uniquement, chez Fairchild. Des équivalences existent peut-être chez d'autres fabricants. Les caractéristiques données dans cette fiche sont celles des MAN 8910 et MAN 8940 de GI.

Caractéristiques maximum

Dissipation de puissance à 25°C	600 mW
Facteur de diminution à + 50°C	- 8,6 mW/°C
Courant direct continu total	240 mA
par segment	30 mA
Tension inverse par segment	6 V

Caractéristiques électro-optiques

Intensité lumineuse moyenne par digit à IF = 10 mA	320 µcd
Chute de tension directe par segment à IF = 20 mA	3 V max
Résistance dynamique par segment à IF = 20 mA	26 Ω

Afficheurs ayant un brochage équivalent

Anodes communes	Cathodes communes
MAN 8710 rouge	MAN 8940 rouge
MAN 8810 jaune	MAN 8840 jaune
MAN 8610 orange	MAN 8640 orange
FND 807 rouge	FND 800 rouge fairchild

Attention pour les FND 800 et 807, la pin 7 n'est pas connectée et la pin 6 est reliée aux cathodes ou anodes communes selon le modèle.

RADIO PLANS

électronique loisirs

CARTE DE COMMANDE « CIRCUITS IMPRIMÉS »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
EL		+	
Prix total TTC ↑			
Ajouter sur cette ligne les frais de port (8 F pour la France métropolitaine; 12 F pour DOM-TOM et étranger) ↑			+
Total à payer ↑			

Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom :

Prénom :

Rue

N° :

Complément d'adresse :

Code postal :

--	--	--	--	--	--

Ville :

Je joins à cette commande un règlement par :

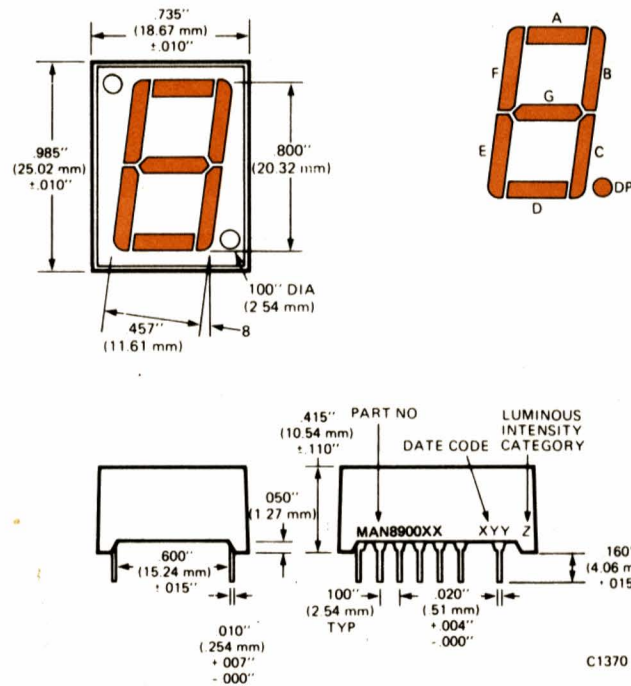
- ☐ Chèque bancaire
- ☐ C.C.P.
- ☐ Mandat

FICHE COMPOSANT

RPEL

AFFICHEURS LED

20 mm



Brochage

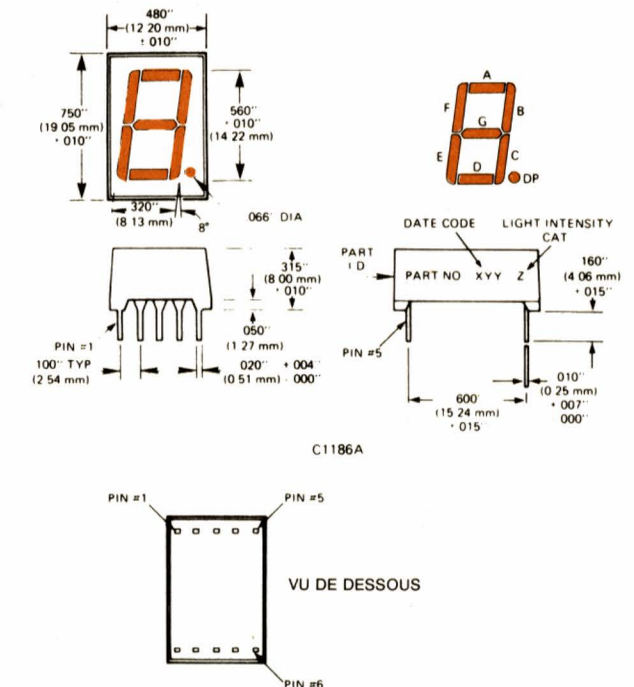
Pin n°	A. cnes	C. cnes	Pin n°	A. cnes	C. cnes
1	NC	NC	10	cathode DP	anode DP
2	cathode A	anode A	11	cathode D	anode D
3	cathode F	anode F	12	anodes cnes	cathodes cnes
4	anodes cnes	cathodes cnes	13	cathode C	anode C
5	cathode E	anode E	14	cathode G	anode G
6	—	—	15	cathode B	anode B
7	cathode E	anode E	16	—	—
8	—	—	17	anodes cnes	cathodes cnes
9	cathode D	anode D	18	—	—

FICHE COMPOSANT

RPEL

AFFICHEURS LED

13,5 mm



Brochage

Pin n°	CAT. COM.	AN. COM.
1	cathode E	anode E
2	cathode D	anode D
3	anodes communes	cathodes communes
4	cathode C	anode C
5	cathode DP	anode DP
6	cathode B	anode B
7	cathode A	anode A
8	anodes communes	cathodes communes
9	cathode F	anode F
10	cathode G	anode G

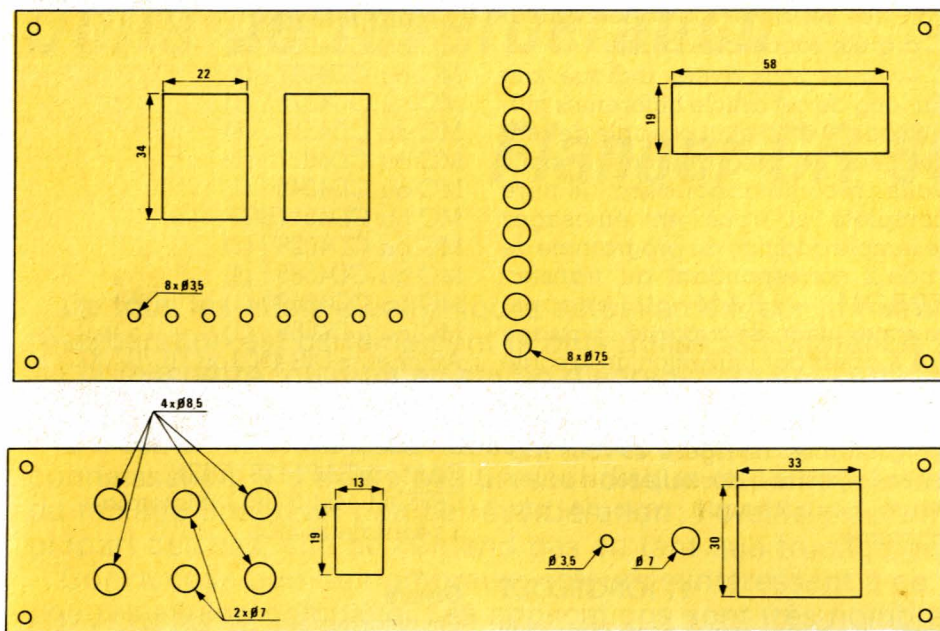


Figure 26 - Détail du perçage des façades.

Les 2 circuits imprimés principaux fixés l'un au-dessus de l'autre seront fixés sur la partie inférieure du boîtier à l'aide de vis et écrous de $\varnothing 3,5$ mm formant entretoise.

Le circuit imprimé regroupant les alimentations sera fixé verticalement à l'arrière du coffret. Le décrochement prévu dans ce coffret permet le passage du transformateur T_2 . Le transformateur T_1 étant situé sur la gauche du coffret et au fond (figure 27).

Le circuit imprimé rassemblant les inverseurs et poussoirs ainsi que

l'afficheur du code programme est fixé à la façade supérieure par les écrous de fixation de ces poussoirs et inverseurs.

L'insertion des roues codeuses s'effectuera par groupe de 2 dans la fenêtre prévue à cet effet sur la droite de la façade supérieure. Cela évite d'avoir à redessouder les fils qui les relient au circuit imprimé.

Le détail du perçage des deux faces avant est donné à la figure 26. La position des 2 circuits imprimés principaux devra être déterminée de façon à ce que les interrupteurs, les

afficheurs et les supports d'EPROM et de RAM tombent en face des fenêtres qui leur sont destinées. Attention à l'ajustage !!

Ces faces avant seront agrémentées de transferts, permettant un repérage aisé des différentes fonctions (voir les photographies) protégés par un vernis incolore.

Comme le coffret est déjà bien rempli, il n'a pas été possible d'insérer les piles à l'intérieur. En conséquence, celles-ci seront reliées à la demande par un jack mâle à la prise femelle fixée sur la partie inférieure du coffret à gauche de T_1 .

Pour que les supports d'EPROM et de RAM dépassent de la façade du coffret, l'auteur a été amené à superposer 2 ou 3 supports (24 pattes), peut-être trouverez-vous une autre solution. En attendant d'éventuelles suggestions, celle-ci donnant entière satisfaction, vous pouvez, vous aussi, l'adopter.

Ultimes remarques

La résistance R_{13} en parallèle sur les condensateurs C_{11} et C_{12} de l'alimentation 25 V a été fixée côté cuivre de l'alimentation. Cette résistance sert de charge à cette alimentation 25 V qui, en dehors du programme 7, fonctionne à vide.

— Le transistor T_1 pourra être de type 2N1613 ou comme l'auteur l'a

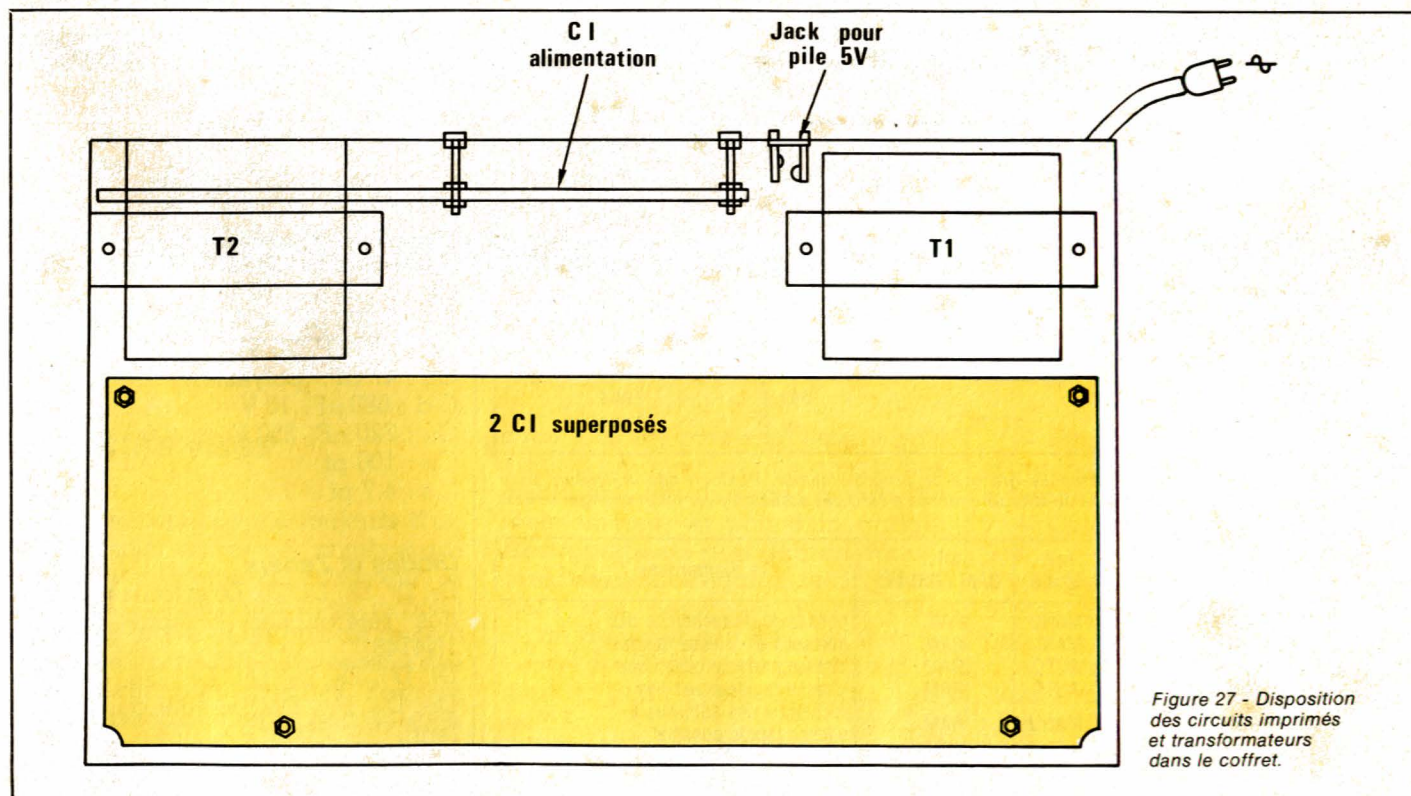


Figure 27 - Disposition des circuits imprimés et transformateurs dans le coffret.

fait, un BD203. En ce qui concerne le type 2N1613, il faut savoir que celui-ci travaille à la limite de ses performances du point de vue tension maximale (pas du point de vue puissance). Le BD203 permet d'obtenir une marge de sécurité supplémentaire. Le circuit imprimé permet l'insertion des 2 types de transistor.

— Le transformateur T₂ est un modèle 220 V/25 V. Une puissance nominale de 3 VA est suffisante. Mais dans ce cas, pour tenir compte des chutes de tension en charge, la tension à vide peut dépasser 30 volts. Il en résulte d'une part pour C₉ qu'un modèle 1 000 μ F 63 V s'impose et que le modèle 2N1613 pour le transistor T₁ ne convient plus. C'est pour cette raison que l'auteur a utilisé un transformateur T₂ de puissance supérieure (5 VA) qui a l'avantage de délivrer des tensions à vide et en charge à peu près égales. A vous de choisir en connaissance de cause.

— Ça et là, sur les circuits imprimés ont été placés des condensateurs de découplage (entre + 5 V et masse). Ces condensateurs sont vivement recommandés pour ne pas dire indispensables au bon fonctionnement de toute la logique car ils assurent un bon découplage des alimentations des circuits intégrés qui, rappelons-le, travaillent en signaux carrés.

Côté affichage adresse, nous avons même monté un condensateur chimique C'd qui joue localement le rôle de réservoir car suivant le nombre de segments utilisés, le courant absorbé peut varier de fa-

çon très sensible. Ce condensateur C'd a été soudé côté cuivre.

— Nous vous avons indiqué tout au long de cet article différentes modifications qu'il était possible de réaliser sur ce programmeur, nous vous recommandons sa lecture complète si vous en envisagez (exemple addition du programme de code 2 correspondant au transfert EPROM $\rightarrow$ RAM ou encore, augmentation de capacité : passage à 4 K octets par utilisation de la sortie Q₁₂ du 4040, etc.).

Et maintenant, soyez tous à vos programmes. La figure 28 vous rappelle la position des différents inverseurs pour chaque type de programme.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances

Résistances R : 100 k Ω , 1/4 W
 Résistances r : 560 Ω , 1/4 W
 Résistances R' : 10 k Ω , 1/4 W
 R₁ : 330 k Ω , 1/4 W
 R₂ : 10 k Ω , 1/4 W
 R₃ : 560 k Ω , 1/4 W
 R₄, R₅ : 1 k Ω , 1/4 W
 R₆, R₇, R₈ : 4,7 k Ω , 1/4 W
 R₉ : 22 Ω , 1/4 W
 R₁₀ : 4,7 Ω , 1/2 W
 R₁₁ : 4,7 M Ω , 1/4 W
 R₁₂ : 2,2 k Ω , 1/4 W
 R₁₃ : 10 k Ω , 1/2 W

Transistors

T₁ : 2N1613 ou BD 203, voir texte
 T₂ : 2N2222
 T₃ : 2N1613 ou 2N1711

Circuits intégrés

MC ou CD4001 : (9)
 MC ou CD4011 : (4)
 MC ou CD4075 : (1)
 MC ou CD4518 : (5)
 MC ou CD4017 : (1)
 MC ou CD4040 : (1)
 MC ou CD4511BCP : (5)
 MC ou CD4028 : (1)
 MC ou CD4585 : (4)
 MC ou CD4049 : (1)
 MC ou CD4068 : (1)
 Afficheurs DIS 4503 ou TIL702 (KC) : 5
 1 optocoupleur Q4070 (Motorola)
 MC ou CD4503 (6 buffers 3 états non inverseur) : (4)
 RAM : MSM 5128 (OKI)
 EPROM MM 2716Q (Motorola)
 1 régulateur 7805

Divers

Transformateur T₁ 220 V/12 V 1 A, ESM
 Transformateur T₂ 220 V/24 V 0,2 A (voir texte), ESM
 Quartz 1 MHz
 9 diodes (LED) rouges $\times$ 3 mm
 1 relais 1 R-T National HBI DC 6 V
 4 roues codeuses (sortie BCD)
 4 poussoirs (contact fermé appuyé)
 11 inverseurs Unipolaires (8 données 2 fonctions, 1 marche-arrêt)
 1 prise jack châssis femelle
 divers supports pour circuits intégrés 14-16 et 24 pattes
 Vis, écrous $\varnothing$ 3,5 mm
 Cosses poignard
 1 coffret RETEX RA3

Condensateurs

Tous condensateurs C : 1,2 nF, 60 V
 Tous condensateurs C_d : 47 nF, polyester
 C₁ : 0,1 μ F, (polyester)
 C₂ : 47 nF
 C₃ : 0,68 μ F, 5 V (tantale)
 C₄ : 10 μ F, 25 à 63 V
 C₅ : 1 000 μ F, 25 V
 C₆, C₈, C₁₀, C₁₂ : 0,47 μ F ou 0,1 μ F
 C₇ : 2 200 μ F, 10 V
 C₉ : 1 000 μ F, 40 V, voir texte
 C₁₁ : 330 μ F, 25 V
 C₁₃ : 47 nF, (polyester)
 C'd : 680 μ F, 16 V
 C₁₄ : 220 nF, 250 V ou 400 V
 C₁₅ : 100 pF
 C₁₆ : 4,7 pF

Diodes et Zeners

D₁, D₂, D₃, D₄, D₅, D₆ et toutes les diodes référencées D sans incide : 1N4148
 D₇, D'₇, D₈, D₉, D₁₀, D₁₁, D₁₂, D₁₃, D₁₄, D₁₅, D₁₆, D₁₇, D₁₈ : 1N4001 ou équivalent
 DZ₁, D'_{Z1} : l'association de DZ₁, D'_{Z1}, D₇, D'₇ doit donner 25,6 Volts

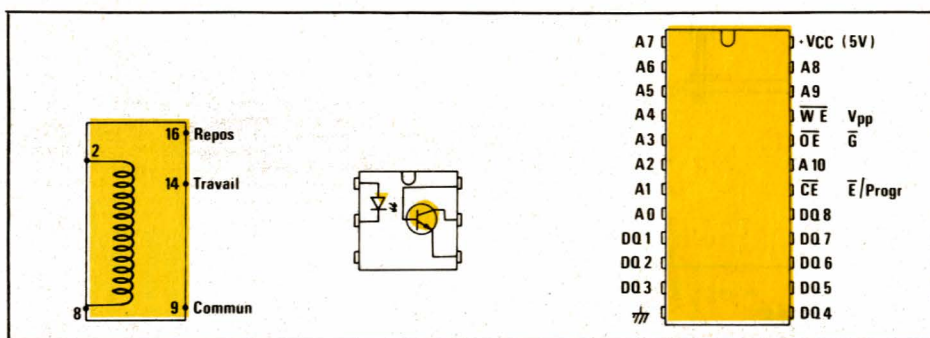


Figure 28 - Tableau des fonctions obtenues grâce à ce programmeur. Position des inverseurs pour chaque programme. Il est recommandé de faire une remise à zéro des adresses avant tout changement de programme.

Code	Fonction	Inv. Mode	Inv. RAM EPROM	Remarques
3	écriture en RAM	MANU	RAM	possibilité de recherche des adresses en vitesse rapide Vitesse normale obligatoire Vitesse rapide conseillée recherche des adresses à vitesse rapide possible enlever la RAM et la remplacer par l'EPROM à dupliquer
5	lecture de RAM	MANU	RAM	
7	transfert RAM $\rightarrow$ EPROM	AUTO	RAM	
8	test virginité EPROM	AUTO	RAM	
0	lecture EPROM	MANU	RAM	
7	copie d'EPROM	AUTO	EPROM	

Unité de réverbération

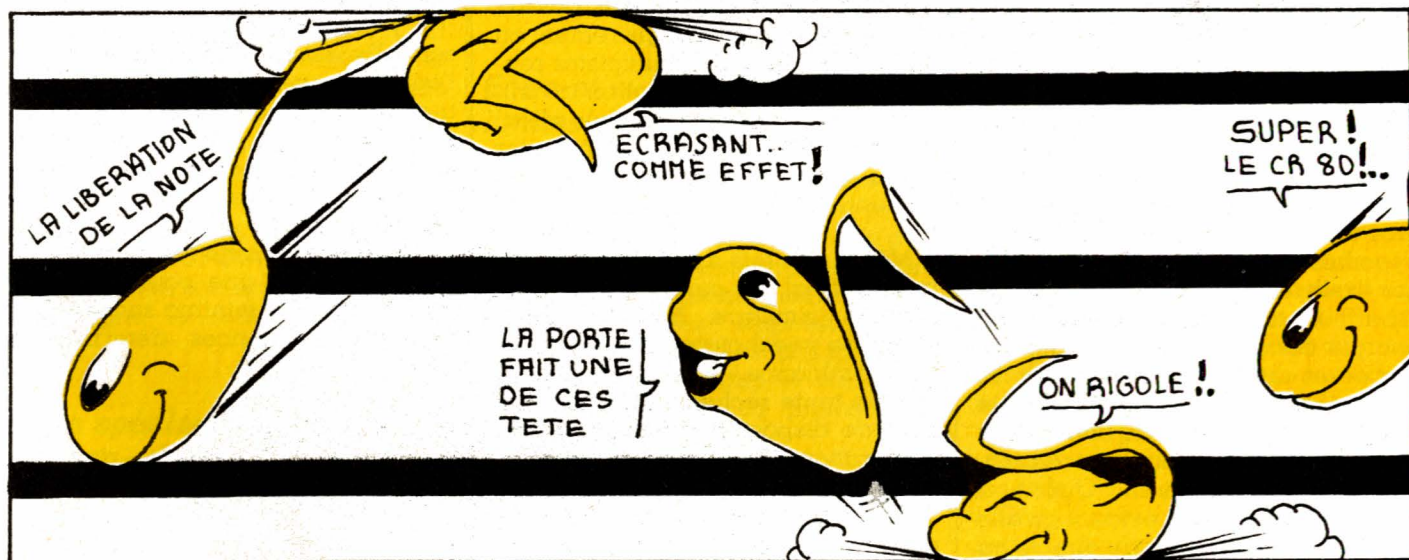
Flanger CR 80



De tous les effets électroniques actuellement sur le marché, et ils sont nombreux, la réverbération est certainement le plus utilisé. S'adaptant à la voix comme aux instruments, on la rencontre toujours en studio d'enregistrement comme sur scène, souvent en discothèque, parfois même chez soi.

S'il est un effet qu'il faut absolument posséder, c'est bien celui-là ; notons, qu'à notre connaissance, il n'existe pas un seul disque qui ait été enregistré sans une adjonction lors du mixage final d'un peu de réverbération ; l'oreille y est tellement habituée que dans la plupart des cas, elle ne l'entend pas en tant que trucage proprement dit.

Convaincus que de nombreux lecteurs s'intéressent à ce type d'effet, nous en proposons une réalisation complète. Les applications sont très nombreuses : enregistrement de maquettes, jingles personnalisés, animation, disco mobile, prestation de groupes sur scène, etc... Sur ce plan, l'imagination est au pouvoir. Si la réverbération est le but principal de notre réalisation, nous nous sommes dit que, pourquoi pas, nous pouvions également lui ajouter quelques possibilités supplémentaires comme le laisse d'ailleurs entrevoir le titre de cet article. Ceci est facile à réaliser d'ailleurs car notre CR 80 ne met en œuvre que des circuits intégrés en tant qu'éléments de retard et non une unité mécanique comme c'est souvent le cas.



Objectifs visés

Ils résultent comme toujours d'un compromis entre de nombreuses possibilités offertes à l'utilisateur, la qualité des effets, une mise au point pas trop ardue et un prix de revient qui reste abordable compte tenu des choix techniques effectués. Bref, un vrai casse-tête ! Disons tout de suite qu'en ce qui concerne le prix de revient de notre réalisation, il faut

avoir toujours présent à l'esprit qu'il s'agit d'un appareil aux possibilités étendues, capable de rendre de réels services et non d'un gadget électronique de plus. Par ailleurs, à caractéristiques égales, le CR 80 revient très nettement moins cher qu'un appareil tout fait, justifiant le travail de câblage, de perçage et de mise au point que vous aurez à effectuer.

Voici donc les principales caractéristiques :

- Simulation de la réverbération d'une pièce moyenne sans toutefois atteindre le son cathédrale ou l'écho.

- Coloration très naturelle possible.

- Doublage, phasing, flanger, vibrato comme effets supplémentaires.

- Entrée micro symétrique (micro basse impédance) réponse 20 Hz à 10 kHz - 3 dB, ou bien

- Entrée ligne symétrique 20 Hz - 20 kHz.

— Double unité de retard analogique, 0 à 40 ms chacune, câblage croisé ou en série.

— Double horloge dont l'une modulable.

— Inversion de phase ou non sur chaque unité de retard.

— Bruit de fond réduit par emploi d'un compresseur-expandeur.

— Bande passante du signal retardé 20 Hz - 5 kHz.

— Mixage d'entrée, mixage de sortie indépendants.

— Vu-mètre type crête-mètre à 10 LED en bar graph.

— Présentation en rack 19 pouces 2 unités.

Cette unité CR 80 ne déparera pas votre chaîne HIFI et peut parfaitement s'insérer dans l'ensemble RPEL Turbo ou avec le RPG50.

Sont nécessaires pour la mise au point un générateur BF et un oscilloscope. Un fréquencemètre est utile mais non indispensable.

Caractéristiques théoriques des effets

La réverbération

La réverbération est un phénomène acoustique présent dans n'importe quel local d'écoute. Certaines lois de l'acoustique sont similaires à celles de l'optique. Ainsi, quand une vibration incidente heurte une surface matérielle (nous choisirons par hypothèse un milieu solide) comme par exemple un mur, son énergie se répartit en trois composantes : une énergie transmise, une énergie absorbée et une énergie réfléchie. Si l'énergie transmise est faible, le matériau constituera un bon isolant et pourra être retenu pour des travaux d'insonorisation. Quant à l'onde réfléchie, il est évident qu'elle se combinerait avec l'onde directe ou incidente provoquant le phénomène de réverbération au niveau de l'oreille d'un éventuel auditeur. La sensation ressentie est une certaine prolongation du son qui conduit à une impression d'ampleur. En effet, une interruption brusque de la source d'émission sonore ne signifie pas l'arrêt simultané des ondes réfléchies qui persistent pendant un certain temps. En ce domaine comme en d'autres, les acousticiens ont cherché à caractériser ce temps par un chiffre. Le temps nécessaire pour que le signal soit atténué de 60 db (mille, si on raisonne en pres-

sion sonore) par rapport à son niveau d'origine est le temps de réverbération qui est une caractéristique de n'importe quel local d'écoute, dépendant de son volume, et du matériau qui en constitue les parois. Pour ceux de nos lecteurs qui désireraient de plus amples renseignements à ce propos, nous signalons qu'un article a été consacré à la propagation du son dans le N° 406. Dans une cathédrale par exemple, ce temps peut atteindre plusieurs secondes et si l'ampleur résultante est bénéfique à l'audition d'un morceau de musique, elle reste néanmoins gênante pour l'intelligibilité d'un texte. En effet, l'onde sonore émise par l'orateur se combinant avec les multiples réflexions rend difficile une bonne compréhension du texte. A une situation extrême dans un sens, on peut opposer un cas extrême dans l'autre. Ainsi dans les chambres sourdes dites encore anechoïques, les parois ont été traitées de telle façon que toute réverbération soit totalement absente. En résulte un son mat, sourd, étouffé, passablement désagréable à l'oreille et qui ne trouve son intérêt que dans les mesures sur matériel électroacoustique. La même situation se produit dans les studios d'enregistrement en effet, les techniques multipistes rendent nécessaires l'utilisation de microphones placés le plus près possible des sources de façon à isoler celles-ci sur chaque piste respectivement.

Même une fois mélangées lors du mixage final, les pistes rendent une sonorité similaire à celle d'une chambre anechoïque, sans relief et sans ambiance. D'où intervention, **lors de toute recherche d'effet spécial**, de dispositifs artificiels de réverbération, intervention absolument nécessaire et toujours pratiquée le plus souvent au stade du mixage final; parfois en prise de son ou en re-recording, re-re en abrégé.

Electroniquement parlant, on sait aujourd'hui, nous verrons comment, retarder d'un certain temps un signal d'entrée. Soit t_r ce temps, un dispositif simplifié de réverbération est présenté à la **figure 1**. Soit V_e le signal d'entrée et V_r le signal retardé. En réinjectant une certaine proportion A , grâce à un potentiomètre, de V_r mélangé à V_e vers l'entrée du retard, on simule une réverbération. Si A est en décibels, le temps de réverbération T sera donné par :

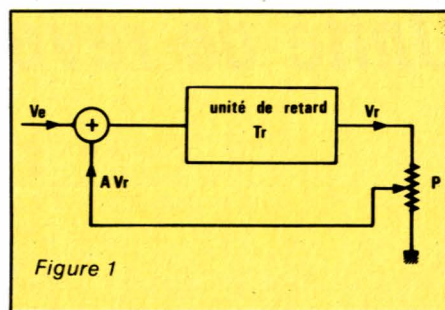


Figure 1

$$T = \frac{60}{A} \times t_r$$

$60/A$ est le nombre de « trajets » effectués par le signal retardé dans la boucle de réaction pour une atténuation de 60 dB.

Si $A = 3$ dB et $t_r = 40$ ms, T sera égal à 0,8 s. Malheureusement, la production d'une réverbération naturelle impose la production de près d'un millier de réflexions par seconde. Si t_r est grand, le nombre de réflexions simulées sera petit en une seconde d'où sonorité artificielle. Si au contraire t_r est court, il y aura beaucoup de réflexions mais pour T assez grand, il faudra que l'atténuation A soit très petite, d'où instabilité du système.

Il y a encore plus grave. Supposons l'injection d'une sinusoïde à l'entrée du système, de période T_s . Si t_r est un multiple impair d'une demi-période $T_s/2$ du signal d'entrée, la tension retardée, on le comprend facilement, sera en opposition de phase avec la tension d'entrée. Comme on combine les deux, le résultat donnera une courbe de réponse avec des minima successifs à diverses fréquences déterminées par le calcul.

$$t_r = (2n + 1) \frac{T_{ns}}{2} \text{ pour } n = 0, 1, 2, \dots$$

$$T_{ns} = \frac{2t_r}{2n + 1} \Rightarrow$$

$$F_{ns} = \frac{1}{T_{ns}} = \frac{2n + 1}{2t_r}$$

Les minima successifs sont séparés en fréquence d'un facteur $1/t_r$ tout comme d'ailleurs les maxima correspondant à une onde directe et retardée en phase. Ce type de courbe de réponse est nommée filtrage en peigne et donne au signal résultant une coloration nettement électronique ce qui, bien sûr, n'est

pas le but recherché dans une « bonne » réverbération.

Si l'on désire à la fois une densité d'écho élevée, des temps de réverbération assez longs et pas de filtrage en peigne (son « salle de bains » caractéristique des chambres d'écho bon marché), il suffit de multiplier les lignes à retard, de les connecter en parallèle et de donner à chaque retard une valeur sans commun diviseur avec les autres retards. Malheureusement, compte tenu du prix d'une ligne à retard électronique, cette solution est assez limitée si l'on désire offrir un appareil à un prix raisonnable pour l'amateur.

Nous avons choisi une solution intermédiaire c'est-à-dire l'utilisation de deux lignes à retard en câblage croisé conformément au schéma de la **figure 2**. Le mode croisé est favorable à l'obtention d'une densité d'échos élevée à condition de ne pas demander des temps de réverbération trop importants.

Comme les deux temps de retard sont indépendants, on pourra les ajuster de façon à obtenir la coloration la plus naturelle possible par élimination du filtrage en peigne. Comme d'autre part le retard A est modulable, une légère variation de celui-ci rendra la coloration toujours plus véridique. Pour les applications où un temps de retard plus important est demandé (doublage par exemple), les deux lignes A et B sont connectées en série. Le mode croisé, CR signifiant CROSS-REVERBÉRATION a donné son nom à l'appareil, 80 désigne le retard maximum : 80 ms.

Effets spéciaux, flanger, phasing, vibrato

Nous avons vu que l'obtention d'une réverbération naturelle se heurte à de nombreux obstacles, obstacles que nous avons essayés d'aplanir, compte tenu des exigences de prix de revient et de complexité du CR 80. La réverbération est en effet un phénomène naturel donc difficile à approcher par des moyens artificiels.

Il n'en est pas de même pour la création d'effets spéciaux. D'une part, ces sonorités sont par nature artificielles, l'oreille ne possède aucune référence, d'autre part les temps de retard nécessaires ne sont pas très importants, ce qui facilite bien notre affaire. La seule condition

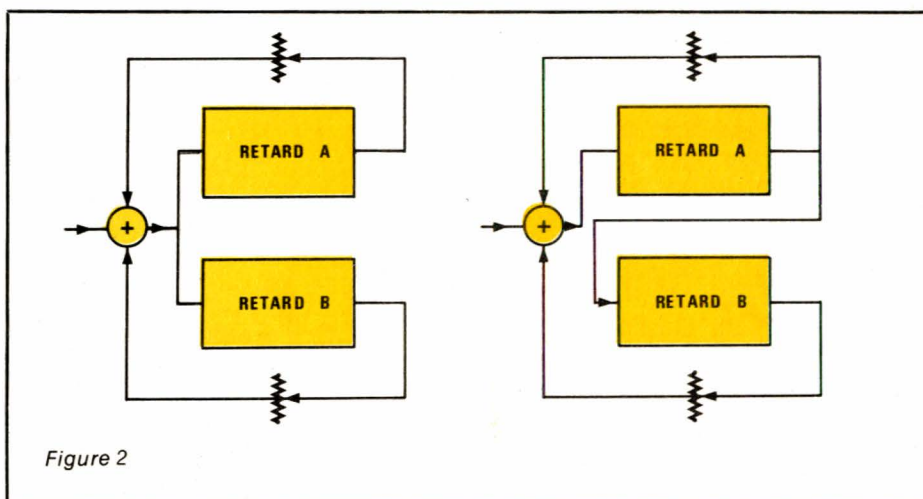


Figure 2

est de pouvoir moduler ces temps, ce qui est réalisé sur le retard A.

Le vibrato est bien connu, c'est une légère modulation de fréquence (sur la voix le résultat est assez amusant).

Le phasing donne à la musique l'impression de respirer, il est très utilisé par les organistes.

Enfin, le flanger est une lente modulation de fréquence. On peut par exemple transformer le son d'une cymbale en décollage d'avion à réaction.

Echo et super-réverbération, limites du système

Avec le CR 80, si l'on désire des sonorités naturelles, il est pratiquement impossible d'atteindre des temps de réverbération très importants. Quant à l'écho, pour des raisons techniques, impossible de l'obtenir, le CR 80 n'est pas fait pour cela. Plutôt beaucoup et bien que tout et mal, voici la philosophie adoptée.

Le côté spectaculaire y perd un peu mais croyez-nous, après quelques heures, l'oreille y gagne.

Réalisation des lignes à retard

Jusqu'ici peu d'électronique, rassurez-vous, nous allons y entrer en force. Mais tout d'abord, comment en pratique par des moyens artificiels réaliser une bonne ligne à retard ?

Les premiers systèmes imaginés fonctionnaient grâce à des principes électromécaniques, c'est le cas des unités à ressort, ou de divers appareillages, certains particulièrement

performants pour la beauté de leur coloration comme les réverbérations à plaque toujours largement utilisées par les grands studios... ceux qui ont les moyens ! Citons pour mémoire également les unités à bandes magnétiques (magnétophone à plusieurs têtes) plutôt destinées aux effets d'écho, c'est-à-dire pour les très longs retards.

L'électronique qui pénètre un peu partout allait-elle rester en dehors du jeu ? Non car sont apparus avec les grandes capacités d'intégration deux systèmes différents permettant l'obtention de retards.

Le premier fait appel aux techniques digitales. Le signal d'entrée, analogique par nature, est tout d'abord converti sous forme digitale par un convertisseur analogique digital (A/D). En simplifiant, à chaque instant la valeur du signal audio est représentée par un nombre écrit en binaire donc une suite de 1 et de 0. Chacun de ces nombres est ensuite transféré dans l'ordre vers une suite de bascules en cascade validées au rythme d'une horloge. Ces bascules forment un registre à décalage (il est possible d'utiliser des RAM si on le désire). Après avoir traversé le registre, le signal digital est reconverti sous forme analogique par un convertisseur D/A. La fréquence de l'horloge et la longueur du registre déterminent la durée du retard. Une fois disponible, le signal retardé est « cuisiné », un peu de réinjection par ci, un peu de mélange par là et le tour est joué, les effets peuvent facilement aller jusqu'à l'écho. L'immense avantage de ce système réside dans le fait qu'un signal digital est pratiquement inaltérable, c'est-à-dire qu'il est possible d'ajouter autant de registres que l'on veut à la queue-leu-leu pour obtenir des retards importants et comme ce

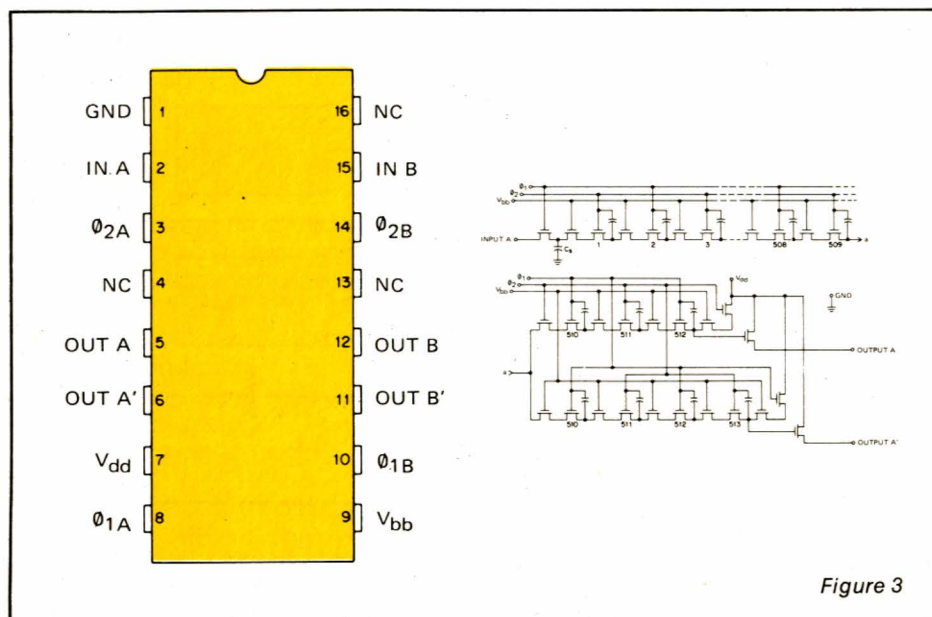


Figure 3

genre de composants ne coûte pas cher, pourquoi se gêner ! Cependant toute médaille a son revers ; ici, c'est en début et fin de chaîne que le bât blesse car les deux convertisseurs sont assez onéreux, surtout si l'on veut obtenir de bonnes performances en bruit et bande passante. En attendant un avenir meilleur (qui ne saurait tarder compte tenu des recherches en audio digitale, l'usage des techniques numériques est réservé aux très longs retards tournés vers l'écho et le delay haute performance (delay = retards pour sonorisation de grands espaces). Cela interdit-il le traitement temporel électronique à l'amateur ?

Non, sinon d'ailleurs cet article n'aurait pas de raison d'exister, c'est bien évident. Le premier (à notre connaissance) à avoir relevé le défi est un constructeur américain : RETICON avec son fameux SAD 1024 (importé en France par TEKELEK AIRTRONIC). Il s'agit d'un circuit intégré en boîtier DIL 16 broches, sorti vers 1977 et, fait remarquable, on le trouve relativement facilement en France dans le réseau de distribution grand public. Moyennant une simple horloge construite autour de circuits logiques CMOS à quelques francs, le SAD 1024 est en mesure de sortir avec un certain retard un signal audio ou autre injecté sur une entrée sans nécessité de circuiterie complexe. L'alimentation est simple : + 15 volts suffisent.

Comme le montre la figure 3, le SAD 1024 est composé d'une suite de cellules constituées de 2 transistors NMOS et d'un condensateur chacune. Il y a dans un SAD 1024 deux

chaînes de 512 cellules indépendantes mise à part l'alimentation. Les condensateurs internes sont des mémoires analogiques et les NMOS des interrupteurs. Ø 1 et Ø 2 sont les signaux d'horloge en opposition de phase (il s'agit de créniaux). Pour Ø 1 à l'état haut, le condensateur d'entrée C_s se charge à la valeur du signal d'entrée. Puis Ø 1 bas, Ø 2 haut, C_s est isolé de l'entrée, sa charge est transférée à C_1 . Puis Ø 1 haut, Ø 2 bas, un nouvel échantillon de signal est prélevé par C_s et C_1 charge C_2 . De proche en proche, la tension d'entrée traverse par petits paquets les 512 étages avant de parvenir en sortie avec un certain retard.

Le principe est nommé « en chaîne de sceaux » (BBD en anglais abrégé) pour cette raison. En définitive par période d'horloge (une durée Ø 1 haut puis bas), un échantillon de l'entrée est prélevé tandis qu'une demi-période suffit pour transférer un échantillon d'une cellule à l'autre.

Ces détails ont leur importance, à preuve la suite avec le fameux théorème de Shannon ou de l'échantillonnage. La recombinaison d'un signal échantillonné exige le prélèvement d'au moins deux échantillons par période de celui-ci. Sinon il y a perte d'information et apparition d'une distorsion dite de retournement. En d'autres termes, si F_H est la fréquence horloge et F_{MAX} la fréquence maximale du signal à transmettre, on aura obligatoirement :

$$F_H \geq 2 F_{MAX}$$

Comme le retard, si n désigne le nombre de cellules, vaut :

$$t_r = \frac{n}{2 F_H}$$

nous aurons :

$$t_{rMAX} = \frac{n}{4 F_{MAX}}$$

La signification physique de cette équation est la suivante : plus la fréquence maximale qu'aura à transmettre la ligne sera grande, plus le retard, pour n donné, sera court. Avec 20 kHz de fréquence maximale et 1 024 étages, t_{rMAX} serait de 12,8 ms. Ce temps est insuffisant pour une réverbération même en ajoutant une deuxième ligne qui porterait t_{rMAX} à 25,6 ms.

La première solution consiste à ajouter un troisième, un quatrième etc... SAD 1024. Ce circuit, à lui seul, vaut aux alentours de 200 F pièce sans compter les circuits de filtrage périphériques. A ce petit jeu on arrive vite à proposer un appareil irréalisable par une grande majorité de lecteurs faute de... moyens ! Tel n'est pas, évidemment, notre but.

Fort heureusement, pour les retards pas trop longs intervient un phénomène connu sous le nom d'effet de masque. De quoi s'agit-il ?

Dans pratiquement toutes les applications envisagées, le signal retardé est mélangé au signal direct. Ce dernier ne traversant pas la ou les lignes à retard peut être transmis sans difficultés au point de vue bande passante vers le mélange. Comme le retard n'est pas très important si on en limite la bande passante, que va entendre l'oreille ? Et bien elle va intégrer les deux composantes directe et retardée et prendre dans la première ce qui manque à la seconde pour le lui attribuer. L'oreille ou plutôt le cerveau s'arrange pour percevoir ce qui lui est agréable ce qui résout notre problème. Bien entendu, pour des signaux nettement différenciés comme ceux d'un écho, ce phénomène ne marche pas, mais ici on s'en moque. Les petites chambres « d'écho » pas chères utilisent ce procédé : la bande passante du signal retardé est limitée à 2,5 kHz. Résultat : l'écho est de médiocre qualité (pas assez long même avec une BP réduite) et la réverbération (surtout en raison du retard unique) varie du jeu de claquette en salle de bains au timbre de la parole passant à travers un tuyau de plomberie.

En ce qui nous concerne, nous interdisant de faire de l'écho, nous avons pu accroître la bande passante de la ligne à retard à 5 kHz ce qui correspond à une caractéristique que l'on ne rencontre que sur le matériel à vocation professionnelle (à retard analogique bien sûr). Avec cette bande passante, le temps de retard maximum est de 51 ms pour une seule ligne et de 102 ms au total. Pour certaines raisons évoquées plus loin, nous le limiterons à 40 ms par ligne soit 80 ms au total. La fréquence horloge est alors égale à 12,8 kHz.

Certains lecteurs auront sûrement remarqué en revenant au schéma interne du SAD 1024 (figure 3) que les étages 510 à 513 sont doublés de façon à procurer deux sorties A et A'. La raison en est simple, on comprend qu'en sortie il existe une composante à la fréquence horloge, fréquence audible rappelons-le pour les retards maximaux. Or, sur A cette composante horloge est en opposition de phase par rapport à A', en faisant la somme de ces deux sorties on peut donc éliminer en grande partie la résiduelle horloge.

A ce propos un second point mérite d'être signalé : il y a deux sections de 512 étages dans un SAD 1024. Ces deux sections peuvent être connectées en série. Dans ce cas le mode de fonctionnement est identique à celui d'une seule section avec un retard doublé bien entendu. D'une manière générale de meilleures performances peuvent être obtenues en mode parallèle multiplexé, particulièrement pour les courts retards (voir figure 4), les deux sections sont connectées en parallèle à l'entrée. L'horloge de B (attention il s'agit de la section B du SAD 1024 A ou B) est en opposition de phase avec celle de A. Dans ce cas, le signal d'entrée est alternativement échantillonné par l'une ou l'autre des sections c'est-à-dire une fois par demi-période d'horloge, donc à une fréquence deux fois supérieure au mode solo ou série. Conclusion immédiate : il est possible de diviser celle-ci par deux, tout en restant en accord avec le théorème de l'échantillonnage. Une fréquence d'horloge diminuée d'un rapport deux entraîne un retard doublé par rapport à une seule section et est égal à celui obtenu avec deux sections en série avec, nous l'avons dit, une meilleure élimination du bruit et des résidus d'échantillonnage.

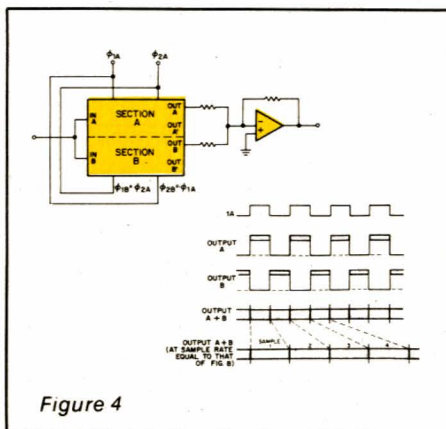


Figure 4

Enfin, nous terminerons cette description du SAD 1024 par la courbe de distorsion en fonction du niveau d'entrée (niveau crête à crête). On voit qu'il est nécessaire de se tenir aux alentours de 1 volt crête à crête si l'on veut bénéficier d'une faible distorsion comme le montre la figure 5.

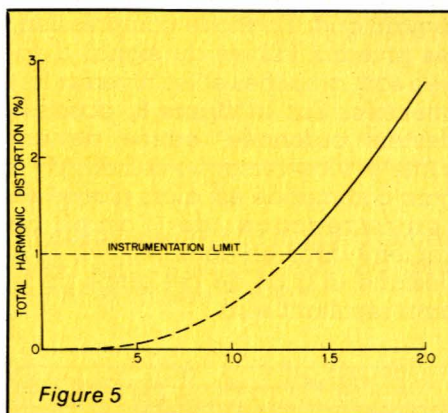


Figure 5

Le compresseur-expandeur NE 570 ou NE 571

Nous n'avons pas retenu la solution faisant appel à plus de deux SAD 1024 pour des raisons financières.

Il existe en fait une autre raison, la détérioration du bruit de fond. Contrairement aux registres à décalage, cela grâce au principe digital, le SAD 1024, est entièrement analogique, et génère son propre bruit de fond. D'autre part, l'échantillonnage du signal (même avec le mode multiplexé) entraîne toujours la présence d'un résidu horloge. Une multiplication de ces circuits multiplie aussi les causes de bruit et partant le bruit lui-même. Même avec un seul ou deux SAD 1024 ce bruit est assez gênant. La première solution consiste à filtrer les sorties des lignes à retard de façon à atténuer les rési-

dus horloge. Si cette seule solution est utilisée sur les échos analogiques bon marché, elle ne conduit pas à des résultats suffisants pour un matériel de haut de gamme comme, en toute modestie, celui auquel nous avons voulu prétendre.

Deuxième solution qui fait gagner quelques décibels, la préaccentuation. On amplifie les aigus légèrement en dessous de F_{MAX} à l'entrée de la ligne pour les atténuer à la sortie de façon à retrouver une droite. Economique, la préaccentuation n'est, de ce fait, pas vraiment spectaculaire, seuls quelques décibels étant gagnés. Nous ne l'avons pas retenue compte tenu de la suite.

La vraie solution, miracle ou mas-sue comme vous voulez, est la compression-expansion. Jugez vous-même, le niveau de bruit est près de 30 db inférieur à celui obtenu sans l'intervention d'une compression-expansion. Pour l'obtenir, nous avons fait appel à un circuit intégré DIL 16 broches de chez SIGNETICS, le NE 570 ou NE 571 (les deux types sont équivalents mise à part la tension d'alimentation max.) dont le brochage est donné en figure 6. Le NE 570 contient deux sections indépendantes dont l'une est représentée figure 7. Nous avons d'abord un amplificateur à gain variable qui reçoit le signal d'entrée et l'amplifie avec un gain fonction du signal appliqué par un circuit redresseur (avec filtrage par capacité extérieure permettant de fixer la constante de temps). L'amplificateur à gain commandé délivre en fait un courant en sortie, courant transformé en tension et amplifiable par un réseau résistances et ampli op.

Sans entrer dans les détails (le NE 570 a déjà fait l'objet de nombreuses descriptions détaillées, voir RP N° 388, mars 80), voyons comment cela fonctionne sur un exemple simple. Injectons le même signal à

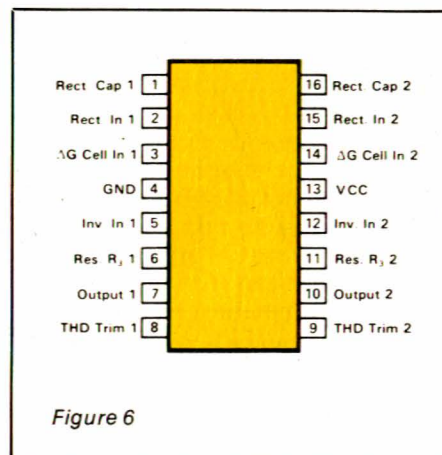


Figure 6

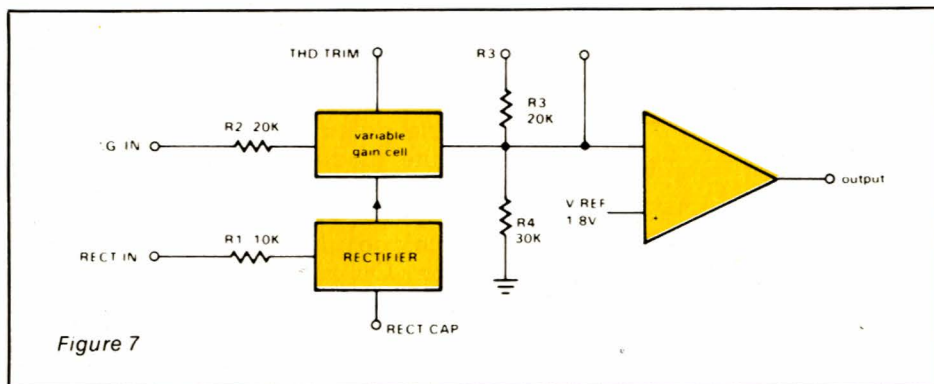


Figure 7

l'entrée du VCA (amplificateur à gain commandé) et de la cellule de redressement. Celle-ci, plus le signal est fort, va agir sur le VCA en faisant augmenter son gain.

Conclusion : si le signal d'entrée est faible, il sera atténué et ressortira encore plus affaibli, et par contre, s'il est fort il sera amplifié et sortira encore plus renforcé. Le bruit de fond étant un signal faible, concluez vous-même ! Nous avons réalisé ce que l'on appelle un *expanseur* de dynamique. Dans notre application la fonction entrée-sortie est représentée **figure 8**. L'expansion est d'un « facteur » B, une entrée à - 10 dBm sort avec un niveau de - 20 dBm par contre + 10 dBm est transformé en + 20 dBm à la sortie. L'écart de 20 dB entre niveaux d'entrée passe dans cet exemple à 40 dB en sortie d'où le nom d'*expanseur* de dynamique. Notons au passage que pour 0 dBm en entrée le circuit est transparent et sort 0 dBm. Toutefois si nous n'utilisons qu'un *expanseur*

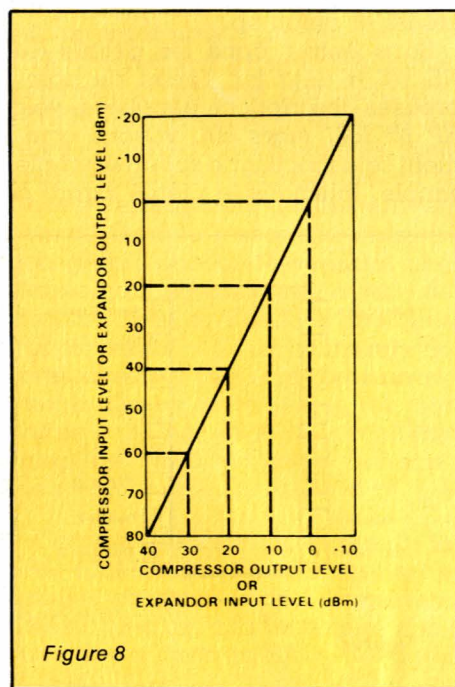


Figure 8

derrière les lignes à retard, certes le bruit de celles-ci serait fortement atténué, mais la dynamique du signal d'entrée serait également modifiée, ce qui n'est pas notre but.

Comment retrouver la dynamique d'origine. Tout simplement en disposant en amont des sources de bruit (lignes à retard) un montage qui assure l'opération inverse de l'expansion c'est-à-dire une compression de dynamique. En mode compression, les niveaux faibles du signal d'entrée sont amplifiés et les niveaux fort atténués. Sur la **figure 8**, abscisse devient ordonnée, entrée devient sortie et vice-versa. La cellule ΔG à gain commandé est alors placée en contre-réaction de l'ampli op contenu dans un demi NE 570. Si A désigne le gain de cet ampli op le gain résultant sera :

$$G = \frac{A}{1 + A\Delta G}$$

avec A très grand et $1/A$ très petit.
D'où

$$G = \frac{1}{\frac{1}{A} + \Delta G} \approx \frac{1}{\Delta G}$$

Le gain total de la chaîne *expanseur* + *compresseur* passera alors à :

$$G_T = \frac{1}{\Delta G} \times \Delta G = 1$$

il n'y a pas modification de la dynamique d'origine et le but recherché est atteint. Notons que cela ne marche que si la source de bruit (ligne à retard) se trouve située entre le *compresseur* et l'*expanseur* car il est bien évident qu'en connectant *compresseur* et *expanseur* en série à la sortie de la source de bruit aucune amélioration n'est constatée.

Sur un plan plus pratique, un seul NE 570 suffit puisqu'il contient deux sections ΔG dont l'une servira pour le *compresseur* et l'autre pour l'*expanseur*.

Etude du synoptique

Le CR 80 se compose de trois cartes de circuit imprimé. La carte 1 comprend l'ensemble des circuits audio. Nous n'étudierons qu'elle ce mois-ci. Les cartes 2 (horloges-alimentation) et 3 (vu-mètre à LED) ainsi que les procédures d'essais-réglage et la réalisation mécanique seront vues en détail le mois prochain. Ce dernier est donné en **figure 9**.

Le signal d'entrée au niveau micro ou ligne est injecté dans un préampli de type symétrique (symétrie par montage différentiel). Le préampli particulièrement avec un micro apporte le gain nécessaire pour que les circuits qui suivent travaillent dans de bonnes conditions, le niveau de sortie étant ajustable. Un détecteur de crête délivre une tension pour l'attaque du circuit VU-MÈTRE.

Ensuite le signal entre dans un *compresseur*, puis est filtré par un circuit coupant les fréquences supérieures à 5 kHz. En effet, compte tenu du théorème de l'échantillonnage, la fréquence maximum injectée ne doit pas dépasser 5 kHz sinon on observe une distorsion dite de retournement. Après nous trouvons un mélangeur d'entrée qui, outre le signal direct, reçoit une réinjection des lignes à retard A et B. Ces dernières sont pilotées par la sortie du mélangeur, un inverseur permettant de passer du mode croisé au mode série. A la sortie de chaque ligne est disposé un filtre coupe-haut à pente raide qui supprimera la résiduelle à la fréquence horloge (coupe 5 kHz).

Suite à cela, chacune des deux tensions de sortie retardées peut être ou non inversée avant d'être d'une part réinjectée par deux potentiomètres à l'entrée des lignes via le mélangeur, d'autre part par deux autres réglages de niveau envoyée vers un prémélangeur suivi de l'*expanseur* de dynamique. Le signal direct qui n'a pas subi de compression n'a pas besoin d'être expansé, il est simplement mixé aux signaux de retard sur le mélangeur de sortie par un réglage de niveau.

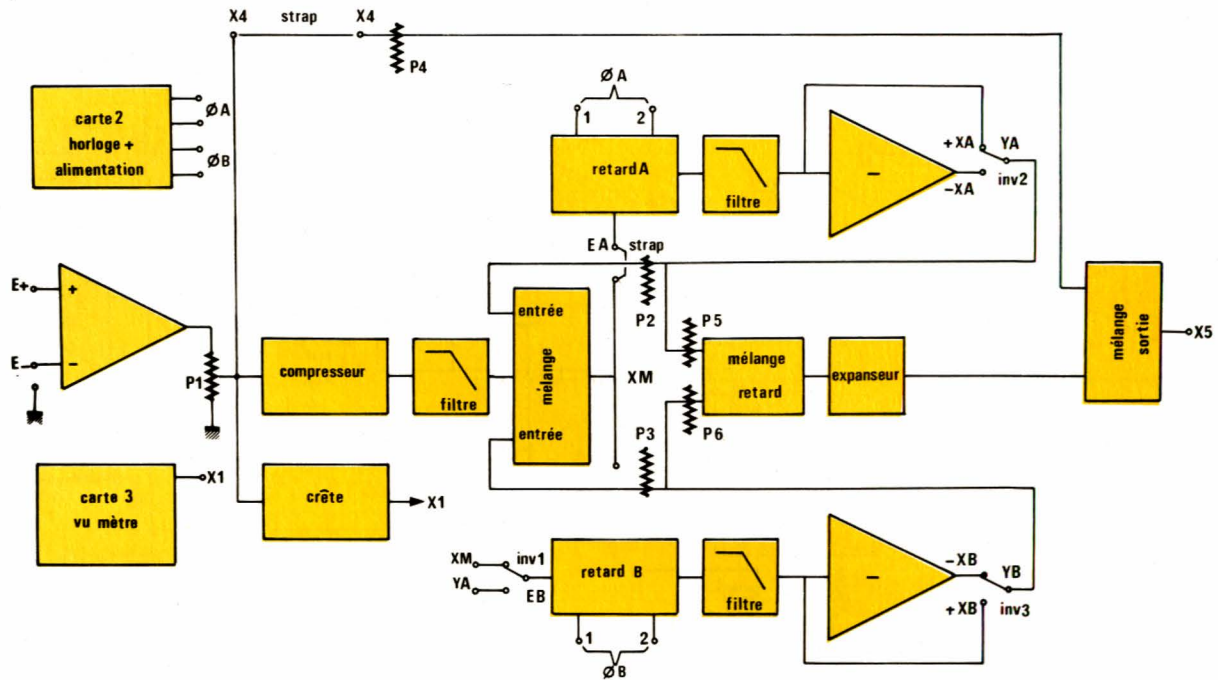


Figure 9

Le schéma

Pour l'analyse détaillée, on se référera à la figure 10.

On a fait appel, outre l'expanseur-compresseur NE 570 (ou NE 571) et les deux circuits de retard (SAD 1024) à des quadruples ampli op en boîtier DIL 14 broches type TL 084 ou TL 074 (entrées FET), ce qui permet de simplifier considérablement le câblage.

A₁ est monté en amplificateur différentiel ce qui permet de disposer d'une entrée symétrique sans coûteux transformateur, disposition particulièrement utile avec un micro basse impédance (voir « fiches idées »).

Afin d'assurer une bonne réjection en mode commun (élimination des bruits et parasites), R₁ et R₂ d'une part, R₃ et R₄ d'autre part, devront être appariées ou choisies à 1 % de mieux.

Le gain a été fixé à 270, on ne peut guère aller au-dessus en raison du produit gain-bande de 3 MHz des amplis op utilisés, ce qui donne une BP à -3 dB montant à 11 kHz. Si l'on ne désire pas d'entrée micro mais une entrée ligne, on peut s'aider du petit tableau suivant. Enfin, pour avoir une entrée asymétrique, il suf-

fit de relier e (-) à la masse d'entrée. e (+) sera le point chaud. La sortie de A₁ est dosée par P₁.

ENTRÉE	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄
MICRO	1 kΩ	1 kΩ	270 K	270 K
200 Ω	1 %	1 %	1 %	1 %
LIGNE	22 kΩ	22 kΩ	47 K	47 K
	1 %	1 %	1 %	1 %

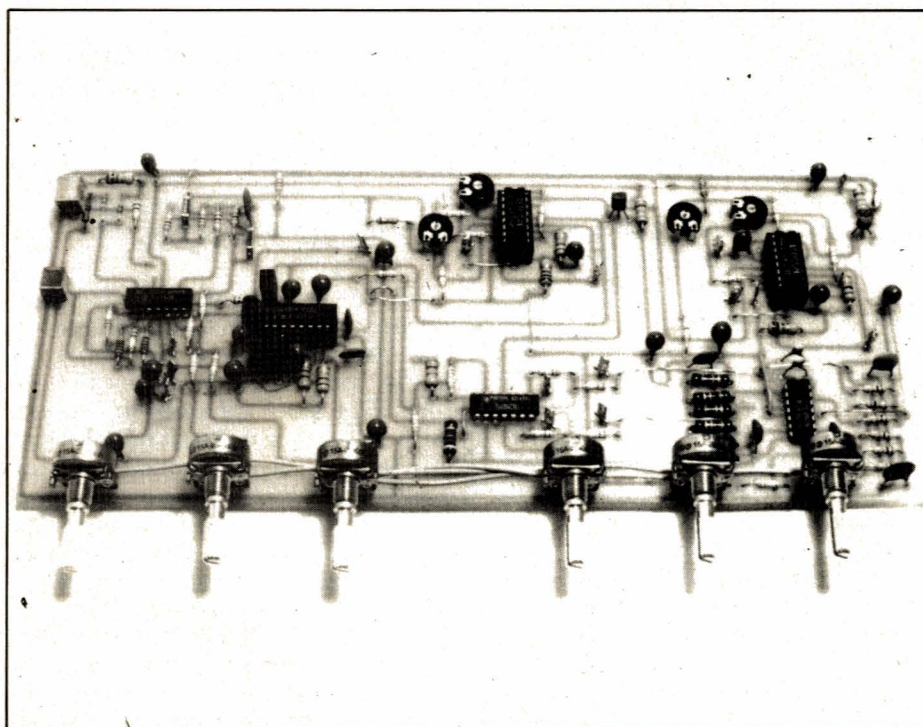
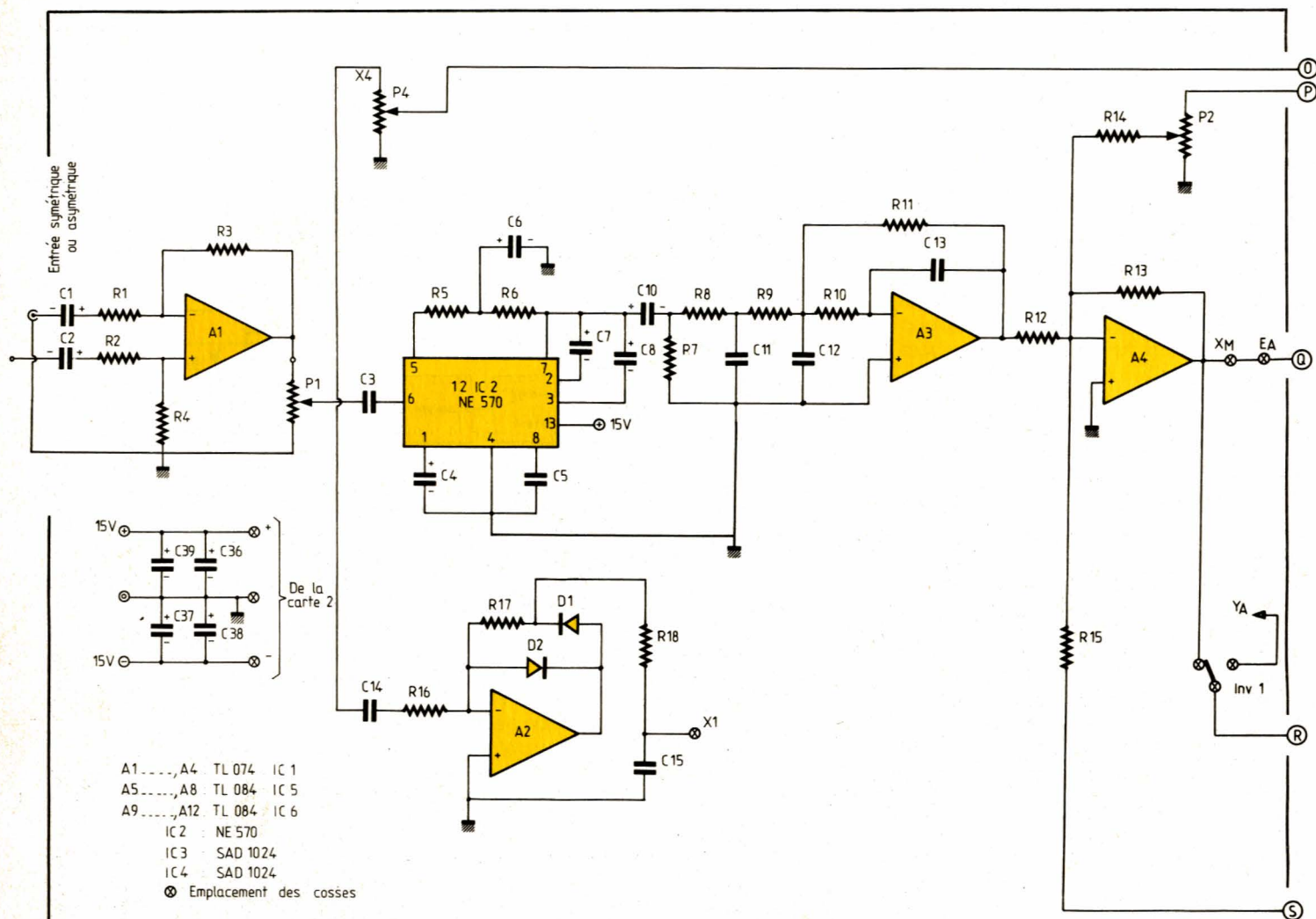
A₂ est monté en redresseur sans seuil et détecteur de crête. En effet, la capacité de filtrage C₁₅ se charge à travers R₁₈ et se décharge à travers R₁₈ en série avec R₁₇. La résistance R₆ détermine le gain et C₁₄ isole le montage en continu. V₁ sera relié ultérieurement au circuit VU-MÈTRE. C₃ transmet le signal à l'entrée du demi NE 570 monté en compresseur. R₅ et R₆ assurent la polarisation continue (filtrée par C₆), l'amplificateur ΔG ne transmettant pas le continu.

C₉ filtre la tension d'alimentation, C₄ détermine la constante de temps du compresseur et C₅ évite les oscillations. C₇ et C₈ bouclent la contre-réaction entre ΔG et l'ampli op interne du NE 570. La composante

continue éliminée par C₁₀ et R₇, le signal est transmis à un filtre du troisième ordre, la structure choisie est du type RAUCH; et le type de courbe de BUTTERWORTH. Ce filtre coupe-haut a une fréquence de coupure de 5 kHz, sa pente est de 18 dB par octave, il fait appel à A₃.

Enfin A₄ est monté en mélangeur inverseur; outre le signal direct filtré et compressé, il reçoit les signaux Y_A et Y_B provenant des lignes à retard, P₂ et P₃ sont donc des réglages de réinjection (RECIRCULATE). X_M est dirigé vers E_A entrée de la ligne A et via un inverseur peut être relié à E_B.

IC₃ est le premier SAD 1024 responsable du retard A. Comme on peut le constater, il est câblé en mode parallèle multiplexé. Le SAD 1024 étant alimenté en monotonisation, ses entrées doivent recevoir une tension de polarisation continue positive afin de transmettre le signal sans écrêtage. C'est le rôle de R₂₀, RV₁, R₁₉, R₂₁, C₁₆ assurant l'isolation en continu. Le montage est directement extrait d'une note d'application RETICON. Le constructeur recommande que la broche 9 du SAD 1024 soit à un potentiel de 1 volt inférieur à la tension d'alimentation, rôle dé-



volu à R_{22} et R_{23} associées à C_{17} pour le filtrage. Notons que le SAD 1024 étant un circuit MOS, toutes ses pattes doivent être reliées quelque part même celles non utilisées.

T_1 monté en base commune assure l'amplification de tension nécessaire ; en effet la tension sur son émetteur est extrêmement faible, R_{25} , R_{24} et RV_2 faisant l'addition de deux signaux en opposition de phase. Comme T_1 est un PNP, son collecteur doit être négatif, rôle assuré par R_{26} qui, d'autre part, permet l'amplification en tension. Le signal est ensuite injecté dans un filtre structure de RAUCH, type BUTTERWORTH du 4^e ordre donc à 24 db par octave. Cette pente énergique assure une bonne élimination des résidus d'horloge.

La chaîne retard B avec le deuxième SAD 1024 étant identique, nous ne la décrivons pas.

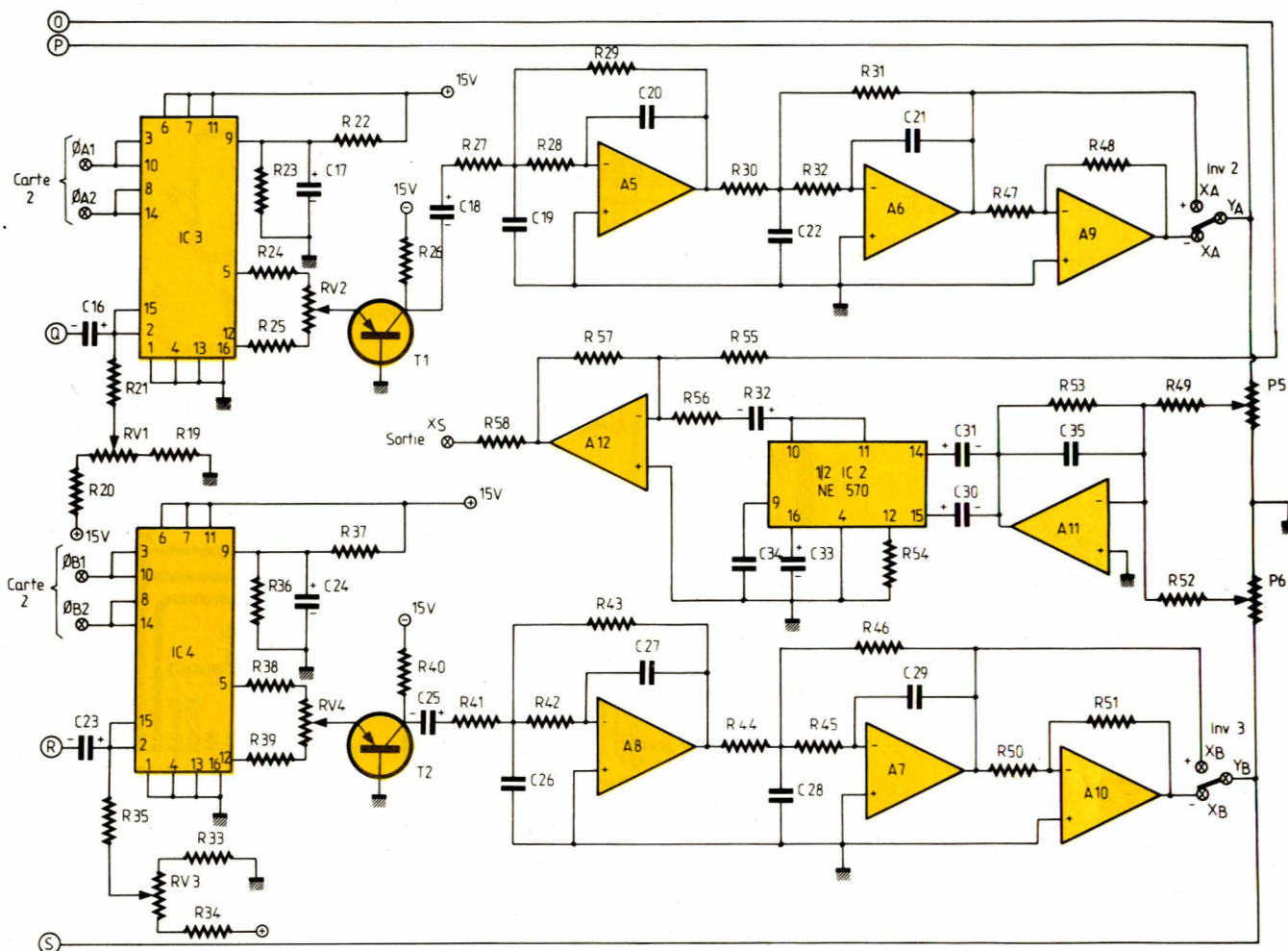


Figure 10 (suite)

Les sorties X_{A+} et X_{B+} traversent deux inverseurs construits autour de A_9 et A_{10} permettant de disposer de signaux retardés avec opposition de phase ou non pour la suite des opérations : un choix opéré par INV_2 et INV_3 .

P_5 et P_6 dosent le mélange retard A, retard B, A_{11} en sommateur inverseur possède un gain de 2 de façon à équilibrer les niveaux retardés avec celui du signal direct injecté ultérieurement. C_{31} et C_{30} isolent en continu les deux entrées ΔG et cellule de redressement de l'autre moitié du NE 570, cette fois monté en expanseur. C_{33} détermine la constante de temps et C_{34} protège des oscillations. Enfin, le signal retardé qui a donc retrouvé sa dynamique d'origine est enfin mélangé au signal direct dosé par P_4 sur A_{12} dont la sortie est munie de R_{58} protégeant des oscillations sur câble blindé. Aux essais, nous avons ra-

jouté C_{35} en parallèle sur R_{53} pour une élimination encore meilleure des résidus horloge.

Réalisation

Ne désirant pas faire appel à du double face, pour simplifier la réalisation du circuit imprimé (figure 11) et faire baisser son prix de revient, nous avons été contraints de mettre des straps. Il faudra en installer, avant toute pose de composants, une douzaine dont l'un en fil isolé, comme en témoigne l'implantation de la figure 12.

Cela fait, on soudera les résistances puis les condensateurs. Faire très attention aux tantales gouttes pour la polarité, sinon le circuit risque de mal fonctionner.

Nous conseillons très vivement l'utilisation de supports pour IC_2 , IC_3 et IC_4 , ces circuits étant assez coûteux et de technologie MOS pour les

deux derniers. Attention aussi à ne pas chauffer trop les autres circuits intégrés.

Après vérification, on pourra souder toutes les cosses, il y en a pas mal. Enfin, longeant le circuit imprimé sur la longueur, du fil de câblage de couleur sera retenu pour effectuer les trois liaisons suivantes (les plus courtes possibles) :

- Point chaud P_4 à curseur de P_1 (X_4).
- Point chaud de P_5 à point chaud de P_2 (Y_A).
- Point chaud de P_6 à point chaud de P_3 (Y_B).

Les cosses sont réservées aux liaisons externes (autres circuits, inverseurs).

Pour terminer nous conseillons pour P_1 à P_6 , l'utilisation de potentiomètres pour circuit imprimé d'aussi bonne qualité que possible, le montage le mérite. Les tiges de ces

composants devront être assez longues.

Tout cela étant câblé et vérifié, mettre le circuit de côté pour la prochaine fois, car sans les circuits d'horloge, on ne peut pas pour l'instant faire d'essais..

En attendant, bonne chance.

G. GINTER

Nomenclature

Condensateurs

Tantale goutte 35 volts (attention aux polarités).

C₁, C₂, C₃, C₆, C₈, C₉, C₁₀, C₁₆, C₁₇, C₁₈, C₂₃, C₂₄, C₂₅, C₃₁, C₃₂, C₃₆, C₃₇, C₃₈ : 10 μ F

C₇, C₃₀ : 1 μ F

C₄, C₃₃ : 3,3 μ F

4XCD : 10 μ F de découplage

Céramique ou MKH Siemens

C₅ : 220 pF

C₁₁ : 6,8 nF

C₁₂ : 8,2 nF

C₁₃ : 1 nF

C₁₄ : 0,68 μ F

C₁₅ : 1 μ F

C₁₉ : 12 nF

C₂₀ : 820 pF

C₂₁ : 1,8 nF

C₂₂ : 5,6 nF

C₂₆ : 12 nF

C₂₇ : 820 pF

C₂₈ : 5,6 nF

C₂₉ : 1,8 nF

C₃₄ : 220 pF

C₃₅ : 470 pF

Circuits intégrés

IC₁ : TL 074

IC₂ : NE 570 ou NE 571 SIGNETICS

IC₃ : SAD 1024 RETICON

IC₄ : SAD 1024 RETICON

IC₅ : TL 084

IC₆ : TL 084

Semi-conducteurs

T₁, T₂ : BC 307

D₁, D₂ : 1N914, 1N4148

Matériel annexe

Fil, circuit imprimé, cosses.

Inverseurs

3 inverseurs simples miniatures

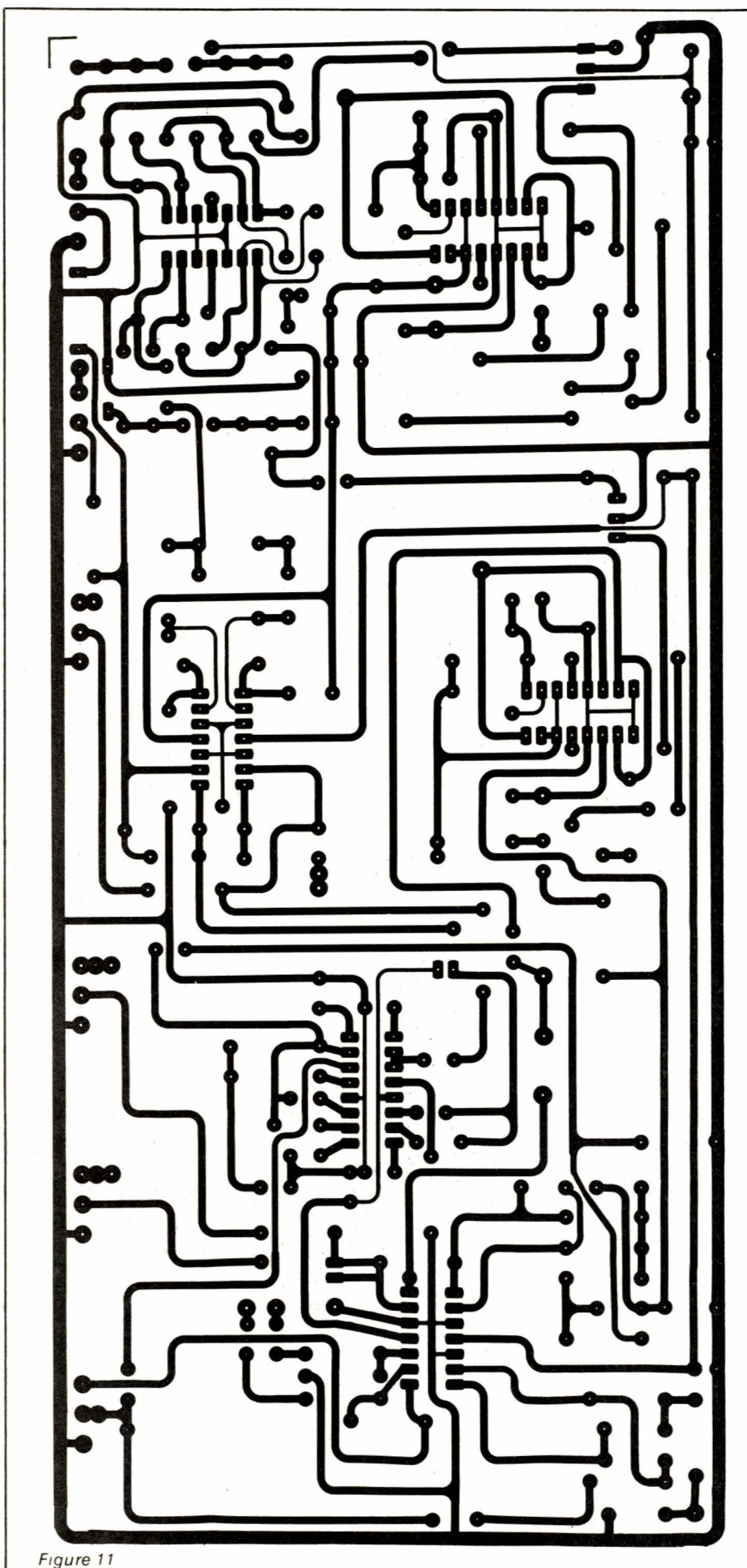


Figure 11

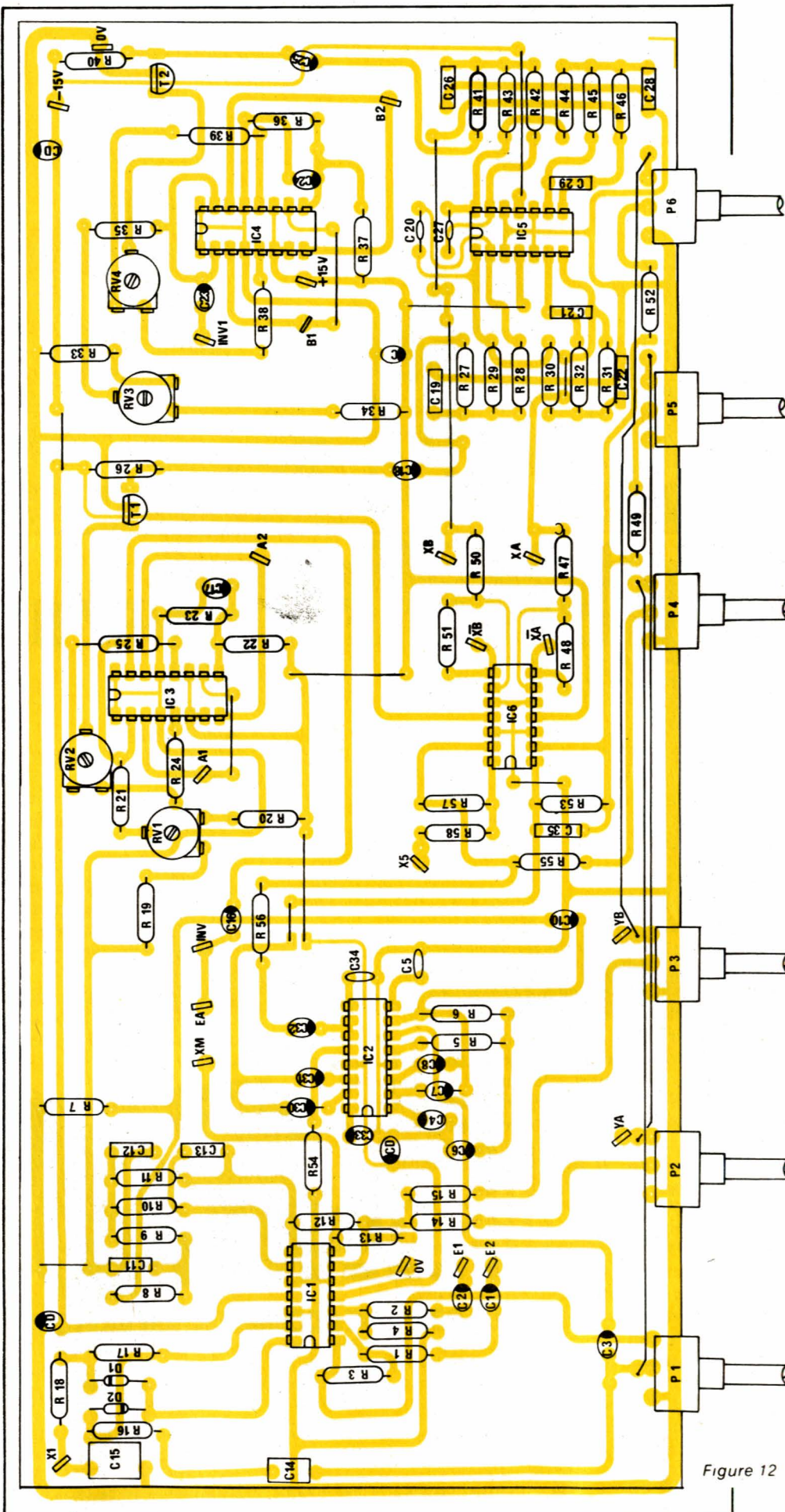


Figure 12

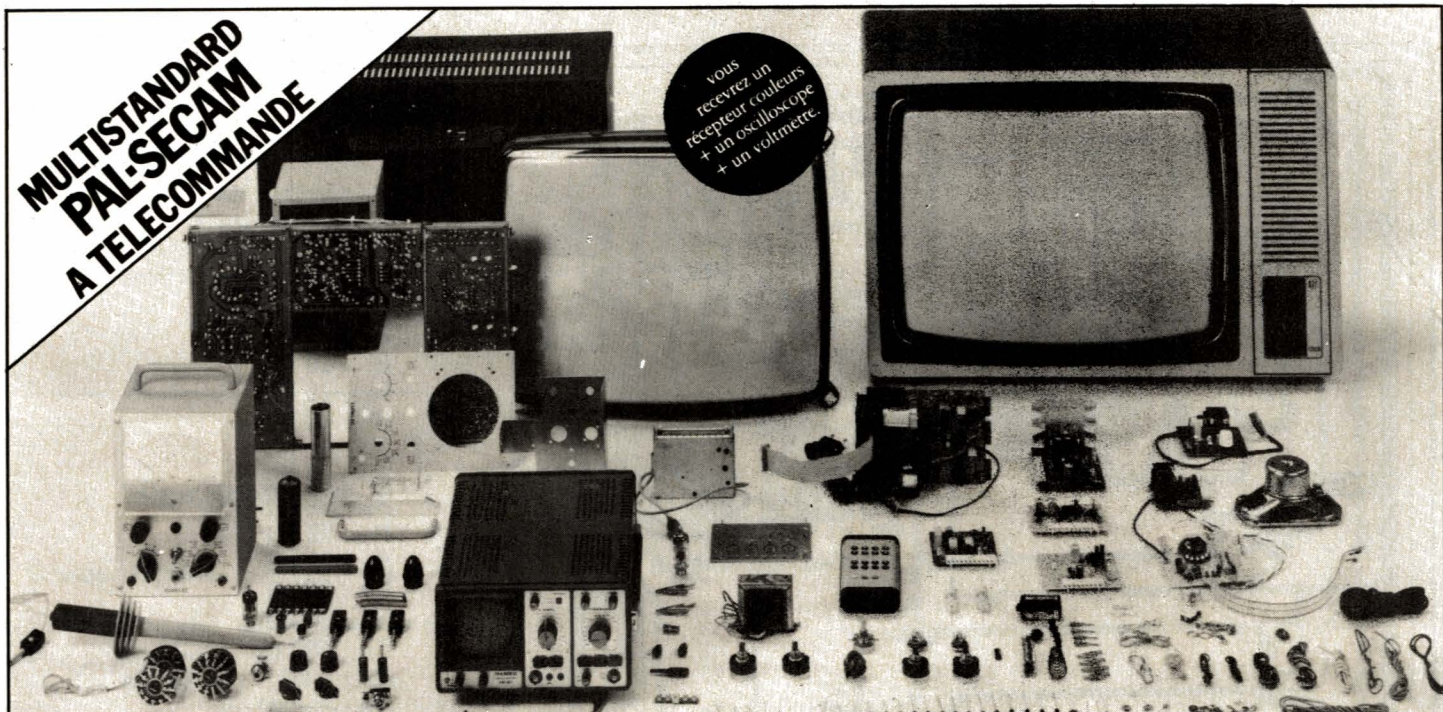
Nomenclature (suite)

Résistances 1/4 W 5 %

R₁ : voir texte
 R₂ : voir texte
 R₃ : voir texte
 R₄ : voir texte
 R₅ : 4,7 kΩ
 R₆ : 15 kΩ
 R₇ : 10 kΩ
 R₈ : 10 kΩ
 R₉ : 10 kΩ
 R₁₀ : 10 kΩ
 R₁₁ : 10 kΩ
 R₁₂ : 22 kΩ
 R₁₃ : 22 kΩ
 R₁₄ : 22 kΩ
 R₁₅ : 22 kΩ
 R₁₆ : 10 kΩ
 R₁₇ : 100 kΩ
 R₁₈ : 1 kΩ
 R₁₉ : 1,8 kΩ
 R₂₀ : 3,9 kΩ
 R₂₁ : 22 kΩ
 R₂₂ : 1 kΩ
 R₂₃ : 15 kΩ
 R₂₄ : 2,2 kΩ
 R₂₅ : 2,2 kΩ
 R₂₆ : 3,3 kΩ
 R₂₇ : 10 kΩ
 R₂₈ : 10 kΩ
 R₂₉ : 10 kΩ
 R₃₀ : 10 kΩ
 R₃₁ : 10 kΩ
 R₃₂ : 10 kΩ
 R₃₃ : 1,8 kΩ
 R₃₄ : 3,9 kΩ
 R₃₅ : 22 kΩ
 R₃₆ : 15 kΩ
 R₃₇ : 1 kΩ
 R₃₈ : 2,2 kΩ
 R₃₉ : 2,2 kΩ
 R₄₀ : 3,3 kΩ
 R₄₁ : 10 kΩ
 R₄₂ : 10 kΩ
 R₄₃ : 10 kΩ
 R₄₄ : 10 kΩ
 R₄₅ : 10 kΩ
 R₄₆ : 10 kΩ
 R₄₇ : 22 kΩ
 R₄₈ : 22 kΩ
 R₄₉ : 22 kΩ
 R₅₀ : 22 kΩ
 R₅₁ : 22 kΩ
 R₅₂ : 22 kΩ
 R₅₃ : 47 kΩ
 R₅₄ : 10 kΩ
 R₅₅ : 22 kΩ
 R₅₆ : 22 kΩ
 R₅₇ : 22 kΩ
 R₅₈ : 470 Ω
 Ajust PIHER horizontales.
 RV₁ & RV₄ : 1 kΩ

Potentiomètres

P₁ & P₆ : 22 kΩB



EN MONTANT VOUS-MEME VOTRE TELEVISEUR COULEURS DEVENEZ UN TECHNICIEN CONFIRMÉ...

Réalisez vous-même votre récepteur couleurs multistandard entièrement transistorisé.

Vous recevrez, chez vous, tous les éléments nécessaires à la réalisation de ce récepteur PAL-SECAM de haute qualité, muni des tous derniers perfectionnements : structure modulaire, tube PIL auto-convergent, contrôle automatique de syntonisation, etc.

Grâce aux indications détaillées contenues dans les leçons pratiques, vous ne rencontrerez aucune difficulté, à condition toutefois de posséder des connaissances en électronique.

De plus, pour le contrôle et la mise au point de votre appareil vous recevrez également un oscilloscope et un voltmètre électronique.

Devenez un spécialiste apprécié.

la télévision couleur est un marché en plein expansion, où le technicien qualifié est très recherché et où une formation sérieuse, comme celle d'EURELEC, est particulièrement appréciée.

En quelques mois, chez vous, vous pouvez accéder à cette spécialisation. Or, vous le savez bien, et ceci est vrai, dans toutes les branches d'activités, les spécialistes sont mieux payés.

Un cours complet et progressif qui constitue une importante documentation technique.

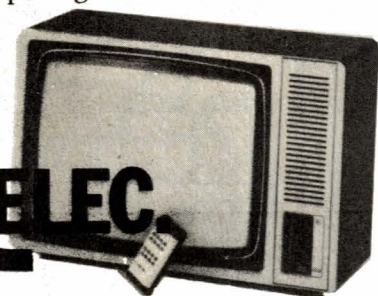
Même si vous n'envisagez pas d'en faire un métier, avec le cours de télévision couleurs EURELEC, vous approfondirez vos connaissances techniques, d'une part en réalisant votre téléviseur, d'autre part grâce à l'étude systématique et complète des circuits qui le composent.

Vous aborderez ainsi la technique digitale, à la fois sur le plan théorique et pratique, les télécommandes à infra-rouge ou à ultra-sons, etc.

Une méthode d'enseignement éprouvée et efficace.

EURELEC est le 1^{er} centre européen d'enseignement de l'électronique par correspondance. Ce succès, EURELEC le doit à l'originalité de sa méthode, mise au point par des pédagogues spécialisés, qui ont judicieusement équilibré théorie et pratique.

Dans le domaine de la télévision couleurs, cette association théorie/pratique est la meilleure garantie de réussite.



AVEC LE NOUVEAU COURS DE TELEVISION COULEURS EURELEC

Un stage d'une semaine à la fin de votre cours.

En complément de votre cours, EURELEC vous offre, sans aucun supplément, un stage de perfectionnement dans ses laboratoires.

Vous pourrez compléter les connaissances acquises pendant les cours en réalisant de nombreuses manipulations.

Demandez sans attendre la documentation que nous vous avons réservée en retournant à EURELEC le bon ci-joint gratuitement et sans engagement de votre part, nous vous dirons tout ce que vous devez savoir sur le contenu de ce cours, les caractéristiques des appareils réalisés et les différentes facilités de règlement.

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

Bon à retourner à EURELEC, institut privé d'enseignement à distance, rue Fernand-Holweck, 21000 DIJON.

Je demande à recevoir, gratuitement et sans engagement de ma part, votre documentation illustrée sur votre nouveau cours de télévision couleur.

Nom _____ Prénom _____

Adresse _____

CENTRES REGIONAUX - 75012 PARIS : 57/61, Bd de Picpus - Tél. (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, Bd Corderie - Tél. (91) 54.38.07
POUR LE BENELUX - EURELEC TECHNOTRONIC - Passage International n° 6 -
Boîte 101 - 1000 BRUXELLES - Tél. 218.30.06



eurelec Rue F-Holweck 21000 DIJON-FRANCE
institut privé d'enseignement à distance

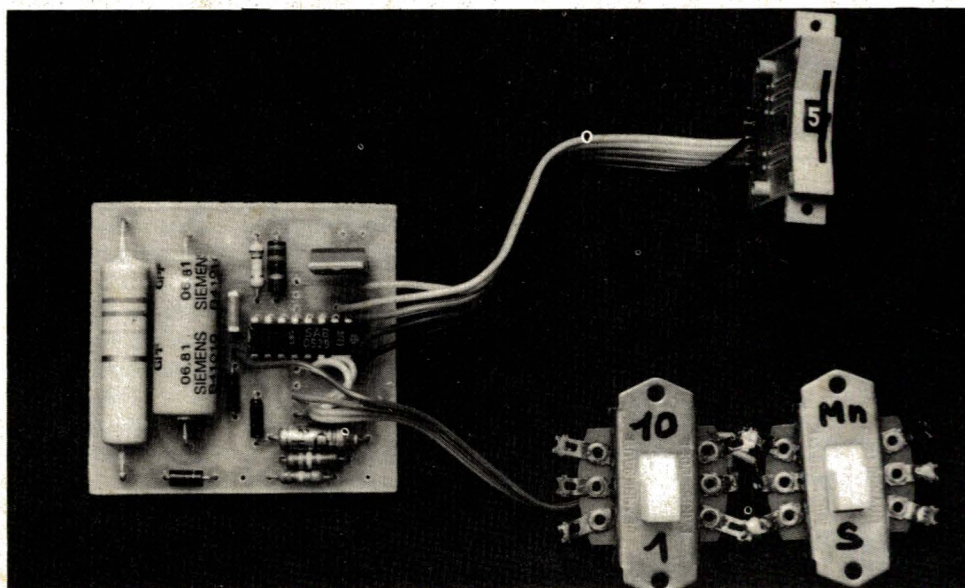
Un temporisateur secteur programmable



Il en est des circuits intégrés comme des romans : la plupart d'entre eux se vendent de façon normale sur les marchés professionnel et amateur, et on rencontre de temps à autre des « BEST SELLERS » dont le succès exceptionnel ne peut s'expliquer que par des atouts prépondérants par rapport à d'autres produits.

Nos lecteurs connaissent certainement tous le SO 42 P, qui était quasiment inconnu en France avant que nous ne lui consacrons un article en 1975.

Nous avons des raisons de penser que le SAB 0529, un tout nouveau produit dont nous allons décrire une application, pourrait bien être le SO 42 P des années 80, tant ses possibilités sont étendues et variées. A vous de démontrer, amis lecteurs, si nous avons tort ou raison !



Présentation du SAB 0529

Le SAB 0529 que SIEMENS vient de lancer sur le marché est un petit circuit intégré à 18 broches, présentant l'originalité de remplir des fonctions très complexes tout en restant extrêmement simple à utiliser. Cela ajouté à la grande variété de ses domaines d'applications donne à penser que son succès devrait être complet.

Chacun sait que la temporisation est un domaine très prisé des amateurs d'électronique, ne serait-ce qu'en raison des multiples domaines

dans lesquels un minutage automatique est nécessaire (photographie, chauffage, éclairage, automobile, automatismes, et la liste est encore longue !).

Il a été développé d'innombrables circuits de temporisation, basés sur des principes variables selon l'importance des retards à introduire.

Le SAB 0529, pour sa part, est un temporisateur universel programmable, capable de prendre en charge des cycles allant de **une seconde à trente-et-une heures** trente, grâce à des techniques numériques, et nous avons la nette impression que des artifices appropriés de-

vraient permettre d'élargir considérablement cette fourchette !

Mais ce n'est pas tout ! Contrairement à d'autres temporisateurs également très universels comme le célèbre 555, le SAB 0529 comprend même dans son boîtier un commutateur à tension nulle pour triac. Qui plus est, ce dispositif peut se satisfaire de tout type de charge, résistive ou réactive : finis, les problèmes lors de la commande de moteurs, transfo et autres électro-aimants...

Par la même occasion, une telle conception du circuit de sortie élimine tout parasitage radio et tout risque de surtension aux bornes du triac, sans exiger de composants de protection.

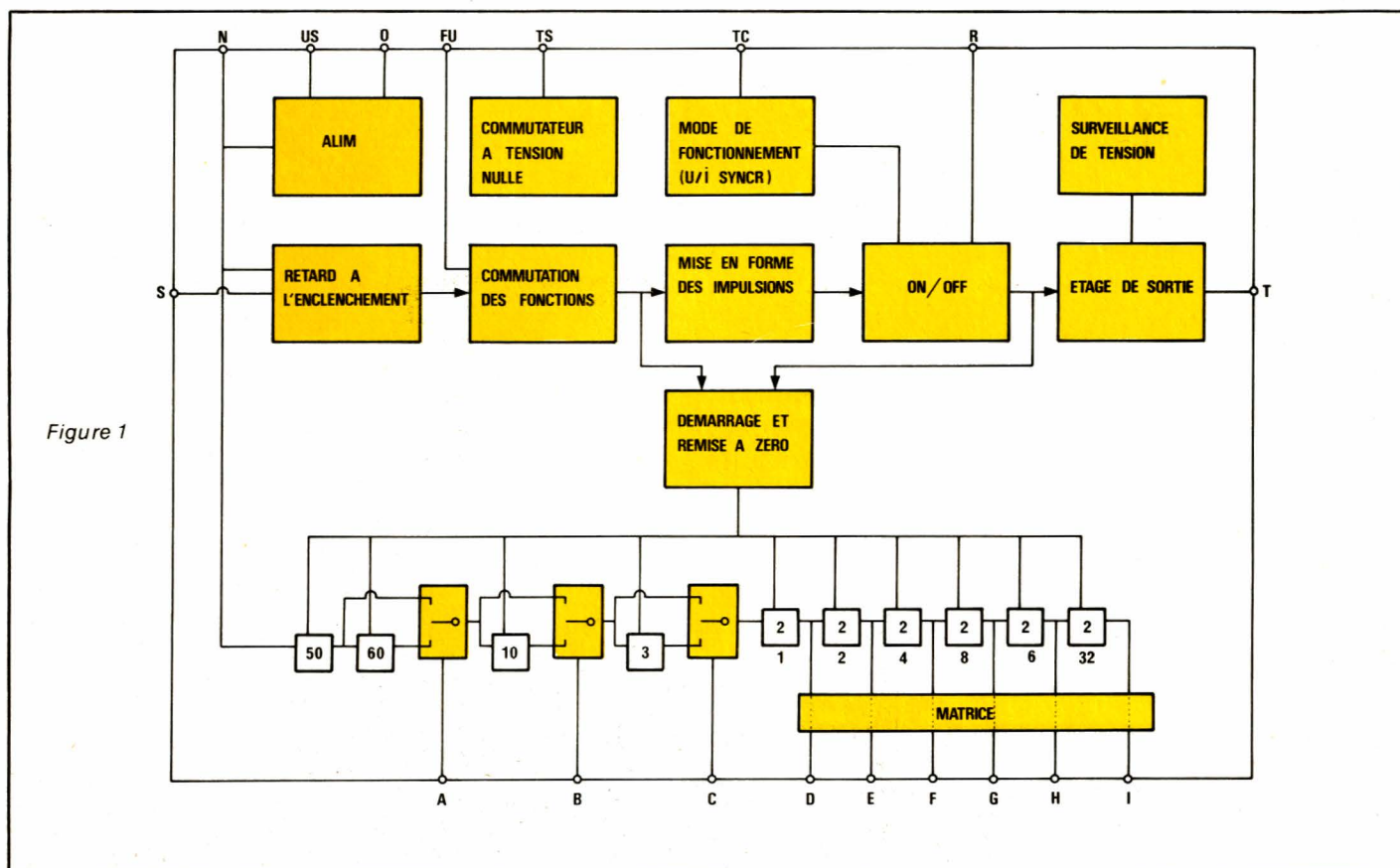


Figure 1

La figure 1 montre l'organisation interne du SAB 0529, et permet de juger de la complexité des fonctions réalisées. Le circuit est prévu pour être alimenté et synchronisé à partir du secteur 50 Hz, ce qui correspond à la majorité de ses domaines d'applications. Il serait cependant possible de prévoir une alimentation continue, et un oscillateur auxiliaire à quartz ou autre.

L'examen de la figure 2, qui reproduit le brochage du circuit, per-

met de prendre conscience de l'étendue des choix laissés à l'initiative de l'utilisateur :

Mode de fonctionnement :

Si la broche 4 (FU) est reliée à la masse, la charge se trouve alimentée et le décomptage de la temporisation débute dès l'appui sur le contact de démarrage.

Si par contre la broche 4 est reliée à l'alimentation, la temporisation ne sera décomptée qu'à partir du relâchement de ce contact, bien que la mise sous tension de la charge ait commencé dès l'appui.

On préférera souvent le premier mode de fonctionnement lorsque des temporisations courtes doivent être obtenues avec une bonne précision (en labo photo notamment), tout en remarquant que le poussoir peut sans inconvénient rester enfoncé du-

Broche N°	Fonction
1	O (Masse)
2	N (Tension secteur via résistance série)
3	S (Start)
4	FU (Commutation des fonctions)
5	A (Programmation des durées de base)
6	B (Programmation des durées de base)
7	C (Programmation des durées de base)
8	R (Remise à zéro)
9	D (Durée de base × 1)
10	E (Durée de base × 2)
11	F (Durée de base × 4)
12	G (Durée de base × 8)
13	H (Durée de base × 16)
14	I (Durée de base × 32)
15	TC (Mode d'enclenchement du triac)
16	T (Commande du triac)
17	TS (Synchronisation du triac)
18	US (Tension d'alimentation positive)

Figure 2 - Brochage

La fréquence secteur divisée par 50, 60, 10 et 3 permet d'obtenir les durées de base pour 8 plages de temporisation. La sélection de la plage de temporisation s'effectue aux entrées A, B et C selon la table de vérité suivante :

Plage temps	A	B	C	Durée de base	Durée de temps max. pour 50Hz secteur	
1	L	L	L	1 s	63 s	(env. 1 mn)
2	L	L	H	3 s	189 s	(env. 3 mn)
3	L	H	L	10 s	630 s	(10,5 mn)
4	L	H	H	30 s	1890 s	(31,5 mn)
5	H	L	L	1 mn	63 mn	(env. 1 h)
6	H	L	H	3 mn	189 mn	(env. 3 h)
7	H	H	L	10 mn	630 mn	(10,5 h)
8	H	H	H	30 mn	1890 mn	(31,5 h)

Les niveaux logiques bas (L) et haut (H) se rapportent à la broche O; par exemple: L = O, H = Us.

Figure 3 - Sélection de la durée de base

rant tout le cycle : il faudra le libérer puis l'actionner de nouveau pour démarrer un nouveau cycle.

Choix de la durée de base :

Le tableau de la figure 3 indique par quelles connexions il est possible de sélectionner la **durée de base**, c'est-à-dire la **résolution** de la temporisation. On remarque également l'indication de la temporisation maximum correspondant à chaque choix.

Avec une durée de base d'une seconde, on pourra réaliser des temporisations allant d'une seconde à une minute, avec un **incrément** au pas d'une seconde.

Par contre, si on désire temporiser sur 24 heures, il faudra choisir la durée de base de 30 minutes, mais la résolution ne sera plus que d'une demi-heure : pas question de programmer 23 heures 54 minutes 23 secondes !

En effet, la temporisation est définie en multipliant la durée de base par un nombre compris entre 1 et 63.

Choix du multiplicateur :

Le multiplicateur de la durée de base peut être n'importe quel entier compris entre 1 et 63. Ce nombre peut être sélectionné selon un code binaire pur à six bits, appliqué aux broches 9 à 14 : pour rendre « actif » un bit donné, il suffit de relier la broche correspondante à la broche 8.

Choix divers :

Quelques variantes sont possibles au niveau du déclenchement du triac, mais leur explication détaillée nous entraînerait en dehors du cadre de cet article. Nous nous bornerons à indiquer un choix « passe partout » dans notre application pratique, en renvoyant à la notice du fabricant les utilisateurs rencontrant un problème très particulier.

Notre montage pratique

Le petit montage dont nous vous proposons ici la réalisation a été étudié de façon à mettre à contribution un maximum de possibilités du SAB 0529, tout en respectant une orientation résolument « domestique » : différents circuits ont été prévus de façon à permettre une incorporation du montage dans n'importe quelle installation électrique, au même titre qu'une simple minuterie

Figure 4

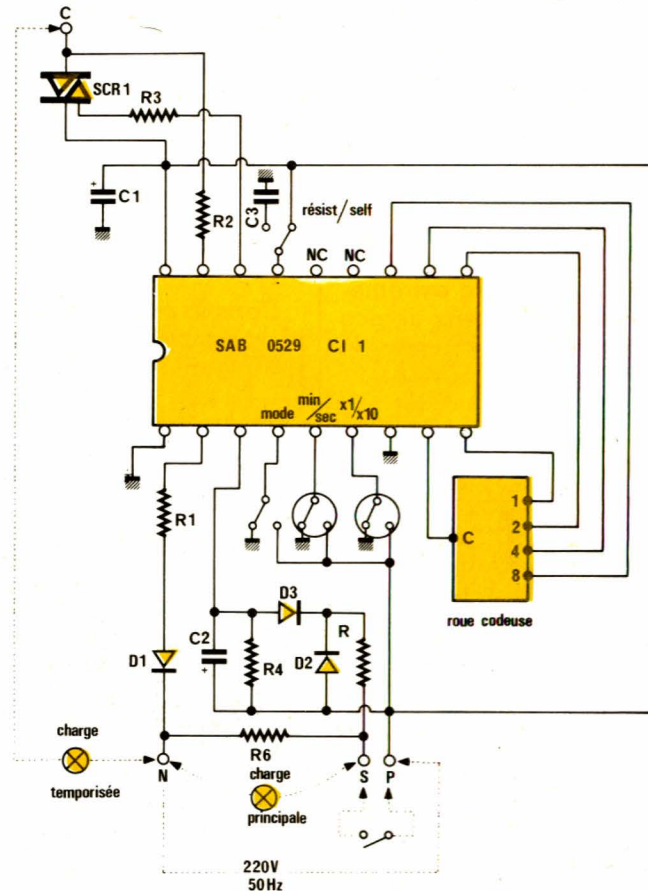


Figure 5

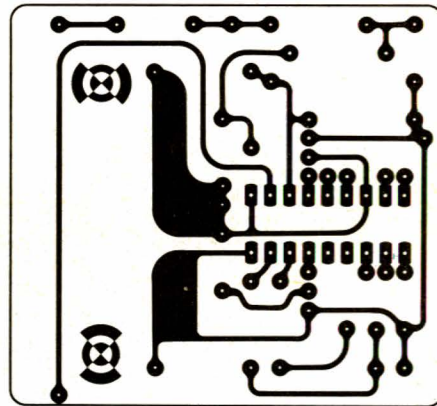
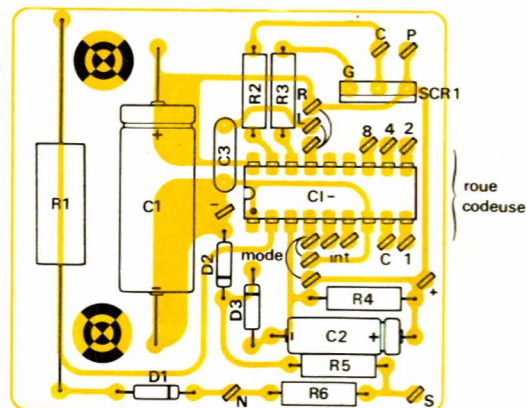


Figure 6
Plan de câblage



mécanique, aussi bien qu'une utilisation indépendante.

Le schéma de la **figure 4** indique qu'une ROUE CODEUSE a été utilisée. Ce composant professionnel est une sorte de commutateur à quatre circuits et dix positions, capable d'établir les connexions correspondant au code binaire des chiffres de 0 à 9. Cette solution s'avère extrêmement confortable, mais ceux de nos lecteurs qui ne pourraient pas se procurer cette pièce, pourront la remplacer par de petits interrupteurs, quitte à passer un peu plus de temps lors de la sélection d'une durée.

En plus de la roue codeuse, ont été prévus deux inverseurs permettant d'introduire un multiplicateur par dix de la durée affichée sur la roue, et de choisir entre une durée exprimée en secondes ou en minutes.

L'intervalle ainsi couvert s'étend donc d'une seconde à quatre-vingt-dix minutes, soit exactement une heure et demie, avec des résolutions s'échelonnant entre une seconde et dix minutes : de quoi solutionner la majorité des besoins courants ! Au-delà, il est toujours possible de mettre en service les broches 13 et 14 de sélection des « poids forts » du multiplicateur.

Réalisation

La **figure 5** reproduit le tracé d'un circuit imprimé capable d'accueillir tous les composants du montage se-

lon le plan de la **figure 6**. Les dimensions du module achevé permettent de le loger dans une grande variété de boîtiers, jusqu'à certaines boîtes pour installations électriques. Dans tous les cas, on gardera présent à l'esprit que LE SECTEUR EST PRÉSENT EN TOUT POINT DU MONTAGE : prudence donc !

Dans la configuration la plus simple possible, la mise en service se résume au raccordement du secteur 220 V aux bornes N (neutre) et P (phase), à celui de la charge aux bornes N et C, et à celui de l'interrupteur poussoir aux bornes P et S.

On fixera le mode de démarrage de la temporisation par un petit cavalier soudé dans l'une des deux positions indiquées sur la **figure 6**.

En ce qui concerne le mode d'attaque du triac, on choisira la position L (condensateur de 22 nF en service), quitte à revenir à la position R si un problème venait à se produire.

Il ne reste plus, alors, qu'à se familiariser avec l'effet des différentes commandes.

La souplesse du schéma retenu permet toutefois de résoudre des problèmes particuliers : on peut, par exemple, remplacer le poussoir de démarrage par un interrupteur ordinaire, même si celui-ci commande déjà une charge 220 V.

Sur notre schéma de la **figure 4**, cette ampoule dite « principale » peut être celle des WC, et la charge temporisée, le moteur d'un aérateur qui fonctionnera ainsi le temps voulu après l'extinction de la lumière.

Conclusion

Nous n'avons décrit ici qu'une première application, choisie parmi les plus générales, du SAB 0529. Des possibilités existent pour la commande d'un relais à la place du triac, pour un fonctionnement sur des alimentations autres que le secteur, et bien d'autres encore, dont nous aurons certainement l'occasion de reparler !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 %

R₁ : 22 k Ω , 2 W
R₂ : 150 k Ω , 1/4 W
R₃ : 220 Ω , 1/4 W
R₄ : 82 k Ω , 1/4 W
R₅ : 680 k Ω , 1/4 W
R₆ : 220 k Ω , 1/4 W

Condensateurs

C₁ : 1 000 μ F, 16 V
C₂ : 2,2 μ F, 16 V
C₃ : 22 nF, 250 V

Circuit intégré

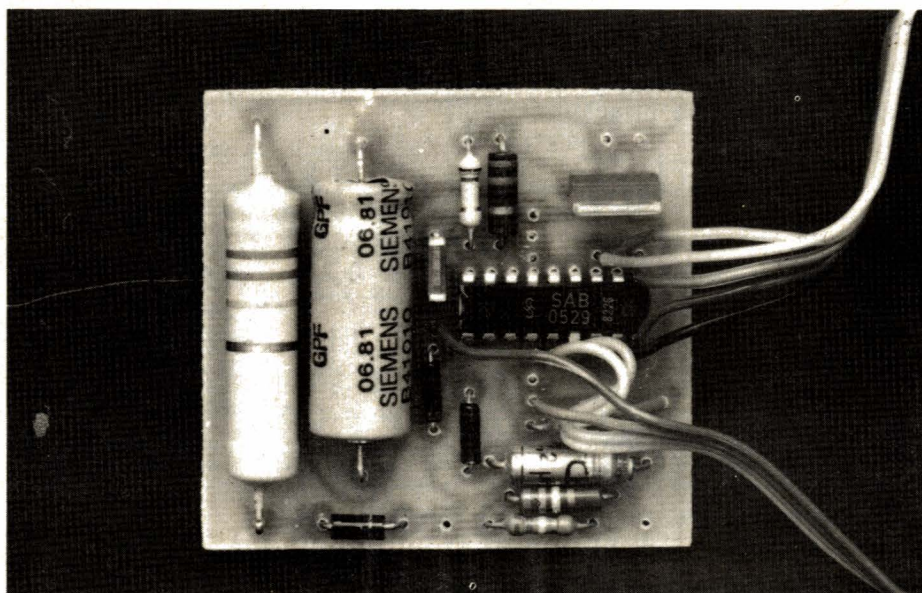
CI₁ : SAB 0529, Siemens

Autres semi-conducteurs

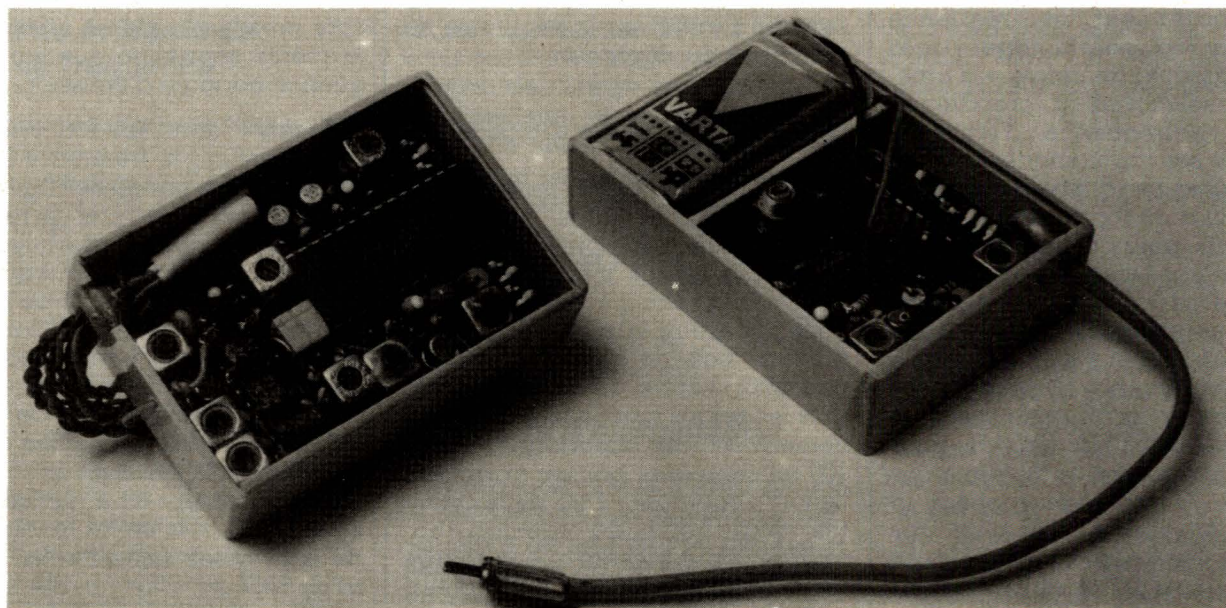
SCR₁ : triac 400 V, 6 A
D₁ : 1 N 4007
D₂ : 1 N 4007
D₃ : 1 N 4007

Divers

1 roue codeuse
2 inverseurs, 1 circuit 2 positions



Un récepteur de radiocommande à synthèse de fréquence



Le montage de gauche qui incorpore le convertisseur de tension est le module 41 MHz complet qui sera décrit le mois prochain, l'étude de ce mois-ci se réfère au montage de droite et doit être rajouté au récepteur existant aussi bien en 41 MHz qu'en 72 MHz.

Au mois de janvier 1983, nous avons le plaisir de vous présenter une « première » en radiocommande : la description d'un module synthétiseur capable d'être connecté à n'importe quel émetteur des bandes 41 et 72 MHz. Nous avons décrit le modèle le plus simple et le plus économique, mais, bien sûr, nous pensons à l'améliorer un peu en lui adjoignant un système d'affichage direct de la fréquence souhaitée avec visualisation sur afficheur à cristaux liquides de la fréquence émise ; ceci afin d'éviter les erreurs de programmation en système binaire et pour ne plus être tributaire du tableau indicateur que nous avons collé à l'intérieur du boîtier de l'émetteur.

Avant de passer à la description de ces perfectionnements dans un de nos prochains numéros, il nous semble urgent de consacrer ce mois-ci quelques pages au récepteur qui, pour être cohérent avec l'émetteur, doit être capable lui aussi de fonctionner sur tous les canaux de la bande 41 ou de la bande 72 espacés de 5 kHz en 5 kHz.

Pour ne pas alourdir le texte nous n'expliquerons pas à nouveau la synthèse de fréquence et nous supposons que vous avez bien lu et assimilé les explications données sur le sujet dans le numéro de janvier : cette lecture est nécessaire avant d'entreprendre la réalisation d'aujourd'hui. Pour ne pas trop alourdir non plus vos investissements, nous avons travaillé à l'économie en nous efforçant de garder pour le synthétiseur du récepteur les mêmes composants que pour le synthétiseur de l'émetteur.

Enfin, bien qu'à première vue, les problèmes de réception paraissent plus simples que ceux de l'émission, le cas particulier du récepteur de radiocommande exige en fait une étude plus compliquée ; après quelques rappels sur les récepteurs de radiocommande, nous serons donc obligés d'analyser les différentes contraintes qui naissent dès que l'on veut y ajouter un synthétiseur et cette analyse nous paraît nécessaire pour comprendre le fonctionnement d'ensemble, pour identifier les pannes et parfaire les réglages ; enfin cette analyse éclaire les choix que nous avons dû faire et les descriptions qui s'ensuivent.

Les récepteurs de radiocommande

La figure 1 donne le schéma général d'un récepteur actuel de radiocommande à simple changement de fréquence, dit « hétérodyne ».

À son antenne arrive l'onde 41 ou 72 MHz venant de l'émetteur et modulée en amplitude (AM) ou en fréquence (FM); un ou plusieurs filtres HF accordés sur la fréquence d'émission réduisent la largeur de la bande passante de manière à améliorer la sélectivité, à prendre en compte la fréquence d'émission plutôt que ses harmoniques et à éliminer toutes les autres fréquences d'émission dont l'atmosphère est infestée; puis, pour obtenir une bonne sélectivité, on emploie le système superhétérodyne: on change de fréquence, un mélangeur reçoit la fréquence d'émission F et la mélange à une autre fréquence F_1 générée par un oscillateur local: cette dernière est égale à $F - 455$ kHz (480 kHz pour certains récepteurs, radiopilote par exemple); le mélangeur opère la soustraction $F - F_1 = 455$; c'est une moyenne fréquence de 455 kHz qui est filtrée (pots MF et filtres céramiques) et amplifiée dans plusieurs étages successifs du récepteur (ou plusieurs fois dans un seul circuit intégré); puis, au démodulateur, on détecte soit les variations d'amplitude (en AM) à l'aide d'une diode, soit les variations de fréquence de modulation (ou swing en FM) à l'aide d'un démodulateur à quadrature; dans le cas de la radiocommande, il s'agit d'une variation très faible, de l'ordre de 1,5 kHz de part et d'autre de la fréquence d'émission, donc de 1,5 kHz de part et d'autre de la fréquence MF de 455 kHz, ce qui rend le récepteur de radiocommande beaucoup plus sélectif que le récepteur de radiodiffusion où la variation de F est de l'ordre de 75 kHz; en effet, plus le récepteur est rendu sélectif, meilleur

est son invulnérabilité au brouillage: pour un engin téléguédé, il s'agit-là d'un facteur primordial de sécurité.

Enfin, après le démodulateur, le décodeur compte les impulsions démodulées du train d'impulsions envoyées par l'émetteur (8 impulsions pour 7 voies) et les affecte chacune à chacun des servomoteurs correspondant à la voie une, à la voie 2, à la voie 3, etc., l'impulsion 1 servant à initialiser la séquence de comptage du décodeur.

Quelques remarques s'imposent:

Les 4, 5, 6 ou 7 servomoteurs sont alimentés par la même batterie de 4,8 volts que le récepteur (sauf dans le cas de servos très puissants et gourmands comme les treuils de voile par exemple qui sont alimentés par une batterie auxiliaire de forte capacité); l'appel de courant quand tous les servos fonctionnent simultanément est très important (de 50 à 100 milliampères par servo suivant l'effort demandé), d'où d'importantes variations de tension qui augmentent à mesure que la charge de la batterie décroît. Le récepteur, quelque peu protégé par le filtre électronique s'accommode relativement bien de ces variations car il fonctionne bien jusqu'à 3,5 volts et ne consomme que 5 à 10 milliampères: sa sélectivité n'est pas diminuée; en revanche, sa sensibilité sous 3,5 volts peut être diminuée d'un tiers, mais reste très suffisante dans la majorité des cas; c'est en limite de portée que les servos commencent à frémir par manque de puissance du signal, d'où accroissement de consommation, diminution de sensibilité du récepteur si la batterie n'est pas excellente et c'est l'enchaînement fatal vers le « crash », alors que tout marche normalement aux essais à moyenne distance.

Le mélangeur cité plus haut sait faire la soustraction pour obtenir la MF 455 kHz souhaitée, mais il est incapable de discerner dans quel sens la soustraction doit être faite: par exemple, avec son oscillateur local calé sur 40,545, un récepteur reçoit de manière excellente une émission sur 41000 kHz, mais si un autre émetteur émet sur une fréquence $I = 40090$ kHz, on voit que $40545 - 40090 = 455$ et le récepteur aura encore presque la même sélectivité et la même sensibilité que sur la fréquence normale d'émission.

Il existe donc un fort risque de brouillage sur la fréquence I , appelée fréquence image de F , avec $I = F - 2 \times 455 = F - 910$ kHz; le risque du brouillage dépend essentiellement du filtre HF d'entrée; pour que le filtre d'entrée soit capable de rejeter la fréquence image, il faut qu'il puisse provoquer un net affaiblissement de I à 910 kHz de la fréquence F soit en 40 MHz à 2,27 % de F mais 1,2 % en 72 MHz; on pourra essayer d'améliorer la situation en 41 MHz à l'aide d'un piège à fréquence image mais en 72 MHz on ne trouvera pas de filtre assez sélectif et on pourra avoir recours à un double changement de fréquence en choisissant une MF beaucoup plus grande (10,7 MHz par exemple); il convient de faire remarquer que c'est dans la bande 41 MHz française que la situation est la plus dangereuse car sur un même terrain certains modélistes ne se gênent pas pour utiliser, en catimini, la bande allemande 40 MHz qui contient toutes les fréquences image de la bande 41; au lieu de jouer aux apprentis sorcier, ils feraient mieux de négocier leur tour avec les modélistes qui émettent à 910 kHz au-dessus de leur fréquence et qui eux travaillent dans la bande réglementaire en France: la discipline de terrain passe d'abord par la discipline d'exploitation des fréquences!

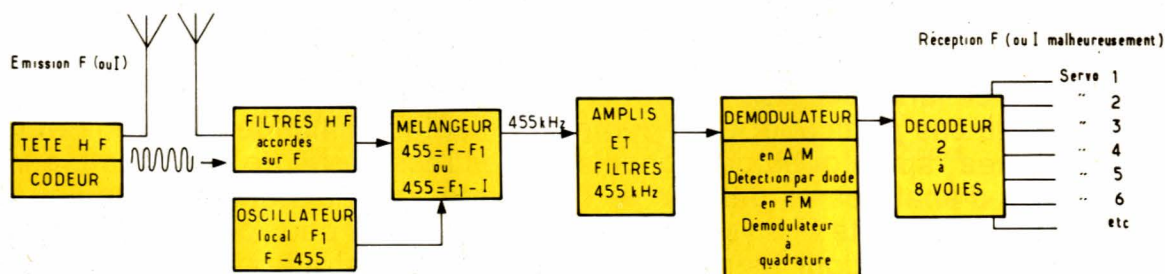


Figure 1

Analyse des contraintes et détermination des choix

Si théoriquement l'adaptation d'un synthétiseur à un récepteur est simple, pratiquement des contraintes liées à l'emploi particulier en radiocommande compliquent singulièrement la tâche :

Contrainte évidente de bande de fréquence

Le synthétiseur a pour mission de générer la fréquence F_1 de la bande 41 ou de la bande 72 (par exemple pour $F = 41000$, $F_1 = 40545$, pour $F = 72125$, $F_1 = 71670$) quand la MF est de 455 kHz; cette MF est imposée lorsqu'on emploie des filtres céramiques qui, contrairement aux pots MF (à noyau jaune, blanc ou noir) ne sont pas réglables.

Comme pour l'émetteur, il faudra que les étages HF, c'est-à-dire les filtres HF d'entrée du récepteur, soient accordés sur 41 ou 72; en d'autres termes, pour passer de 41 à 72, il faudra changer les accords des filtres d'entrée du récepteur, bien que, après le mélangeur tous les composants soient identiques selon qu'il s'agit de FM ou d'AM.

De cette contrainte évidente naît l'idée que, comme pour l'émetteur, on peut réaliser un module synthétiseur adaptable à n'importe quel récepteur conçu pour la bande 41 ou pour la bande 72, mais que le même récepteur ne pourra jamais recevoir sans modification de son accord d'entrée les deux bandes en cause. Une autre idée naît aussi: celle de fabriquer un module synthétiseur intégrant la partie HF 41 ou 72 du récepteur et enfichable, à la manière des modules HF Robbe, dans une autre partie du récepteur contenant l'amplification MF 455, le démodulateur et le décodeur.

C'est cette dernière solution que nous étudierons pour cette fois, en réalisant un récepteur complet dans notre prochain numéro.

Contrainte spécifique de la FM

Dans le numéro de janvier, nous avons vu que le principe même de la synthèse de fréquence était le pilotage d'un VCO (oscillateur contrôlé par une tension) par le synthétiseur: dès que la fréquence du VCO s'écarte de la fréquence program-

mée, elle y est ramenée par des impulsions positives ou négatives sortant du synthétiseur et agissant sur la diode Varicap du VCO; comme tout système asservi, il y a des oscillations qui s'amortissent de plus en plus jusqu'au moment du «verrouillage» sur la fréquence programmée. Malheureusement ces oscillations sont très gênantes car il s'agit en fait d'une véritable modulation FM: le démodulateur à quadrature du récepteur FM va les ressentir comme s'il s'agissait de la modulation de codage en provenance de l'émetteur; et les variations de fréquence du VCO sont doublées par l'étage doubleur qui le suit, ou même parfois quadruplées...

On est donc contraint d'assurer un verrouillage très précis, sans oscillation, pour éviter de brouiller le signal utile, et par conséquent d'augmenter le gain de boucle de la chaîne d'asservissement.

Contrainte d'alimentation

Nous avons vu que les récepteurs de radiocommande subissaient des variations de tension non négligeables en raison de l'appel de courant provoqué par la marche des servomoteurs; ceci ne nuit qu'à la sensibilité du récepteur; mais si l'on s'avise de connecter le synthétiseur sur la même alimentation, les appels de courant des servomoteurs induisent des variations de tension de quelques dixièmes de volt qui se répercutent intégralement dans les impulsions envoyées par le synthétiseur au VCO; le VCO devient instable et dans le cas de la FM déjà évoqué en § 2, il faut ôter tous les servos pour recouvrer la stabilité du signal FM; en effet si le VCO bouge de 100 Hz, le doubleur bouge de 200 Hz: il s'agit d'une valeur égale au $1/7^e$ du swing d'émission, on aura donc un «bruit» parasite sur le signal utile; ce bruit engendre un frémissement permanent des servos, d'où, par effet boule de neige, surconsommation des servos, sauts de tension et phénomène de pompage allant s'amplifiant sur toute la boucle asservie.

On est donc contraint de séparer physiquement ou artificiellement l'alimentation du synthétiseur de tout le reste de l'alimentation du récepteur.

Plusieurs solutions existent:

- batterie séparée pour le seul synthétiseur,
- batterie séparée pour les seuls servomoteurs, tout le reste étant alimenté par une autre batterie,

— convertisseur continu-continu pour les seules parties du synthétiseur qui nécessitent une tension très stable; le convertisseur étant lui-même branché sur une batterie puissante déjà affectée au récepteur et aux servomoteurs et doit donner une tension très supérieure à la tension régulée nécessaire au synthétiseur: les sauts de tension dus aux servos seront ainsi ignorés en aval du convertisseur: il faut une marge de 2 volts pour obtenir de bons résultats. Mais le rendement du convertisseur ne dépasse guère 60 %.

Contrainte de consommation

Avec une alimentation autonome sur pile ou batterie pour le synthétiseur, il faut que ce dernier consomme peu, c'est-à-dire travaille si possible sous basse tension avec des diviseurs de pas et de fréquence de faible valeur, et sur une fréquence basse; de toutes façons, à bas voltage, les circuits PLL (Phase Locked Loop = boucle de verrouillage de phase) ne dépassent guère 20 MHz; il faut aussi que les circuits périphériques du PLL soient peu gourmands: filtre d'impulsions, VCO, doubleur ou quadrupleur donnant F_1 , doivent comporter le moins possible de composants actifs; il faut en effet que le module synthétiseur ait une autonomie du même ordre que celle du récepteur et des servos sur leur batterie propre.

Avec l'alimentation du synthétiseur effectuée à l'aide d'un convertisseur, la faible consommation en aval du convertisseur est encore plus impérative: en effet pour 15 à 20 mA nécessaires au synthétiseur il faudra fournir 25 à 40 mA au convertisseur pour obtenir la marge de 2 volts assurant le bon fonctionnement; la consommation sur l'unique batterie sera augmentée d'une valeur égale à celle d'un servomoteur en fonctionnement permanent, ce qui réduit l'autonomie de l'ensemble réception ou appelle l'emploi d'une batterie 4,8 volts/l ampère au lieu de la batterie habituelle de 4,8 volts/500 milliampères.

Contrainte d'encombrement et de poids

Le synthétiseur à MC 145151 comme celui de l'émetteur est volumineux; il existe des PPL plus petits, à 16 pattes au lieu de 28: leur pro-

C7 de 18 pF reliée par commodité à la masse.

L'oscillateur du 145151 utilise cette fois dans tous les cas le quartz 10240 kHz: en effet, même si l'on émet tout en haut de la bande 41 MHz, à savoir 41200 kHz, la fréquence de l'oscillateur local du récepteur devra être de 40745 kHz, c'est-à-dire que le VCO devra osciller sur 20372,5 kHz. Si avec le quartz 10240, on a utilisé le diviseur de pas 8192 (broches 5, 6, 7 de IC₁ au + 9 volts) on a un pas de 1,25 kHz; il vient $N = 20372,5 / 1,25 = 16298$; il nous reste donc une bonne marge avant d'arriver à la limite de capacité de comptage de IC₁ qui est, nous le rappelons, 16383 (à savoir $2^{14} - 1$).

Pour espacer de 5 en 5 kHz les fréquences disponibles de la bande 41 il faudra programmer de deux en deux pas, soit 2,5 kHz au VCO, l'étage doubleur donnant 5 kHz d'écart; par exemple, pour 41195 à l'émission, il viendra 40740 à la réception soit 20370 au VCO soit $N = 16296$. La broche 11 du MC 145151 qui donne les unités binaires (2°) ne sera pas utile pour changer les canaux en 41 MHz.

Si d'aventure on possède un quartz de 2,048 MHz, il existe aussi la possibilité d'utiliser le diviseur de pas 2048 pour avoir un pas de 1 kHz; l'étage doubleur va cette fois être utilisé en quintupleur (avec les mêmes composants en particulier les capacités d'accord) pour avoir l'écart de 5 kHz entre canaux; pour une émission à 41200 le VCO travaillera à 8149 kHz, le diviseur $N = 8149$ puisque le pas est de 1 kHz. A 72400 kHz le VCO travaillera à 14389 kHz et le diviseur $N = 14389$. Le grand décalage entre la fréquence VCO nécessaire en 41 et celle nécessaire en 72 exigera d'ajouter au VCO des capacités supplémentaires pour passer d'une bande à l'autre.

Outre cette difficulté de passage, d'autres raisons nous ont fait préférer la version à quartz 10240: en réception FM nous avons vu la nécessité d'avoir un verrouillage très rapide: avec une fréquence VCO plus élevée, la Varicap de VCO est plus efficace et la vitesse de modification de fréquence est plus grande; il faut aussi éviter les facteurs de multiplication trop élevés, car une erreur de 1 au VCO se traduit par une erreur de 5 derrière un quintupleur, ce qui

peut affecter la sensibilité de la chaîne d'amplification 455 kHz surtout si l'on utilise un filtre céramique très sélectif (les meilleurs filtres céramique du marché grand public donnent un affaiblissement de - 6dB à 4 kHz de la MF 455 kHz.

Pour rentabiliser l'achat des deux quartz 10240 et 20480 nécessaires à l'émission pour avoir des espacements de 5 kHz, on peut utiliser ici à la réception le quartz 20480 avec le diviseur 8192, on aura des pas de 2,5 kHz, le VCO travaillera en 36 MHz, fréquence encore acceptée par le 145151 sous 9 volts; dans la grille du 2N 4416, il faudra diviser par 4 la capacité C₁₀, soit 15 pF au maximum; N sera de l'ordre de 14000; on voit ainsi que notre montage test n'est qu'une des multiples combinaisons possibles, c'est celle qui nous a semblé la plus cohérente et économique.

Pour indiquer le verrouillage du synthétiseur sur la fréquence programmée, une LED est branchée entre la broche 28 et la masse au travers de $R_5 = 330$ ohms, mais comme il ne s'agit que d'un moyen de vérification lorsque l'on change les fréquences, la LED est débranchée en dehors des manipulations de contacteurs binaires: ceci diminue la consommation d'environ 5 mA.

Un réglage de l'oscillateur 10240 est prévu à l'aide d'un condensateur variable $C_6 = 3-10$ pF que l'on peut laisser à demeure: on peut ainsi plus facilement effectuer les réglages; en effet, si, lors de l'alignement antérieur du RX sur le TX, la différence entre F et F₁ n'était pas exactement de 455 kHz (en raison des quartz utilisés ou de la conception de l'émetteur où la modulation FM abaisse parfois de 4 à 5 kHz la fréquence théorique F inscrite sur le quartz de TX) il convient:

— soit de régler le synthétiseur pour avoir ce même décalage inférieur à 455 et dans ce cas le RX n'a besoin d'aucune retouche lorsque l'on branche le synthétiseur à la place de l'ancien quartz,

— soit de profiter de ce qu'avec le synthétiseur on peut enfin avoir sans vobulateur la certitude de produire 455 kHz très précisément; surtout avec des filtres céramique maintenant très sélectifs, cette précision dans la génération du 455 kHz est

nécessaire et, suivant une technique maintenant bien connue, c'est l'émetteur qui devra être aligné sur le récepteur plutôt que l'inverse: dans ce cas toute la chaîne d'amplification et de démodulation 455 devra être réglée à nouveau.

La sortie du synthétiseur se fait par une capacité C₁₇ et un câble blindé dont le blindage est soudé à la masse; à l'autre extrémité du câble blindé, il est logique de souder un boîtier de vieux quartz cassé (voir photo); les contacts de connexion seront ainsi aussi fiables que ceux du quartz habituellement utilisé dans ce récepteur.

Enfin nous avons mis une diode pour protéger le circuit, diode à laquelle est soudé le fil négatif venant de la pile 9 volts: en effet aussi bien sur la pile que sur son connecteur habituel, les plots de connexion sont dénudés et malgré les détrompeurs qu'ils comportent rien n'interdit d'inverser fugitivement et par inadvertance le branchement: cela coûte moins cher de mettre une diode que de faire trépasser un 145151.

La programmation

Nous ne reviendrons pas sur la manière de programmer que nous avons décrite abondamment en janvier.

En 40 MHz comme en 71 MHz, les broches 5, 6, 7 sont connectées au positif + 9 volts pour avoir un pas de 1,25 kHz.

Pour effectuer toutes les combinaisons de la bande 41 et de la bande 72, 12 contacteurs en boîtier DIL sont nécessaires (broches 25, 24, 20, 19, 18, 17, 16, 15, 24, 13, 12, 11).

La figure 3 donne le tableau indicateur des programmations 40 et 71 du RX; il se lit comme l'émetteur.

Notons seulement qu'à partir de F₁ = 71675 correspondant à F = 72130, il y a changement de programmation des 4 premiers contacteurs DIL, en plus des changements pratiqués sur les 8 derniers: attention aux erreurs!

Notons encore, comme il a été déjà dit, que le 12° contacteur DIL (broche 11) est toujours laissé fermé en 40 MHz.

RX												DIL 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12
72... kHz – 455 kHz						41... kHz – 455 kHz						
0111			1000			1 ^{ers} DIL = 1111						
1110	1111	0000	0001	0010	0011	0101	0110	0111	1000	1001	1010	
	600	680	760	840	920		560	600	640	680	720	0000
	605	685	765	845	925			605	645	685	725	0001
	610	690	770	850	930		565					0010
	615	695	775	855	935			610	650	690	730	0011
	620	700	780	860	940		570					0100
545	625	705	785	865	945			615	655	695	735	0101
550	630	710	790	870			575					0110
555	635	715	795	875				620	660	700	740	0111
560	640	720	800	880			580					1000
565	645	725	805	885				625	665	705	745	1001
570	650	730	810	890		545	585					1010
575	655	735	815	895				630	670	710		1011
580	660	740	820	900		550	590					1100
585	665	745	825	905				635	675	715		1101
590	670	750	830	910		555	595					1110
595	675	755	835	915								1111

Figure 3 - Indicateur RX

La réalisation pratique

La figure 4 donne l'implantation des composants (échelle 2), la figure 5 donne le circuit imprimé simple face côté cuivre (échelle 1).

La réalisation est suffisamment aérée pour permettre un câblage facile; les amoureux des circuits très petits pourront le réduire: il est très important dans ce cas de ne pas trop rapprocher T_2 de T_1 et surtout de faire passer une ligne de masse entre les plots « grille de T_1 » et base de T_2 ; si cette précaution n'est pas prise, des accrochages entre les deux étages se produiront et le VCO n'aura aucune stabilité de réglage.

Les contacteurs DIL sont des boîtiers Otax KTD04 qui sont exacte-

ment à la taille d'un circuit intégré à 8 pattes: il faut limber les extrémités pour permettre l'implantation juxtaposée à l'écartement normalisé; le boîtier Otax est constitué d'un corps en plastique dur ou céramique qui contient les contacteurs et sur lequel

un chapeau en plastique mou se fixe par deux étriers; il faut supprimer les étriers et meuler les tenons du corps céramique, au moins pour le boîtier central: pour les boîtiers d'extrémité, il suffit de limber et meuler une des deux extrémités; lorsque tout rentre

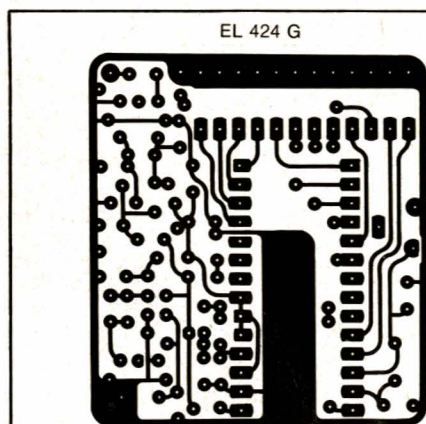
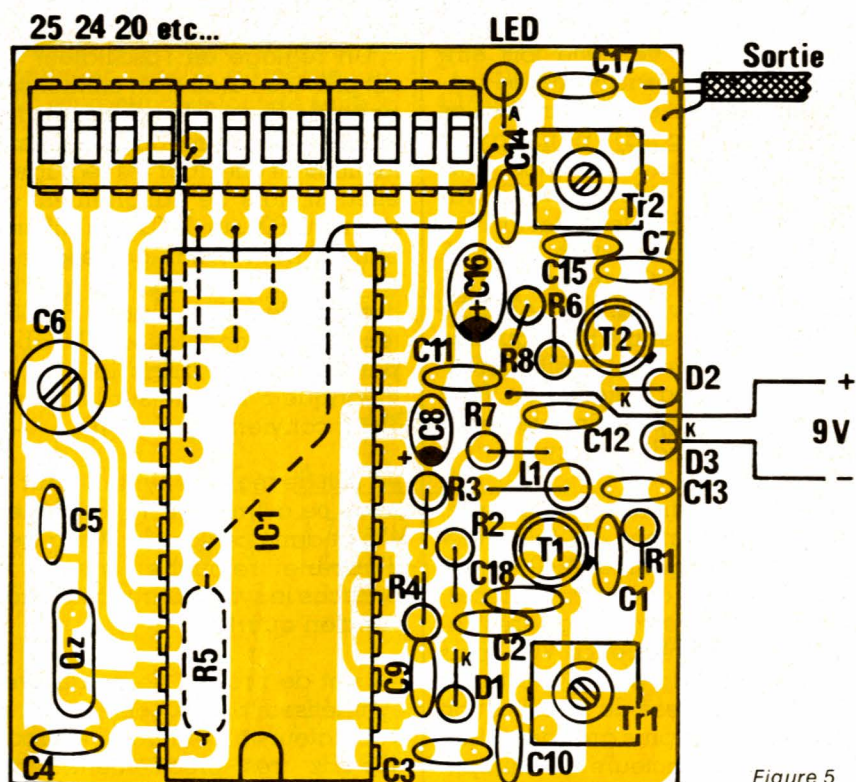


Figure 4

Echelle 1



L'implantation à l'échelle 2 facilite les repérages.

Figure 5

normalement dans les 24 trous du circuit imprimé, on colle les chapeaux plastique sur le côté des corps céramique à l'aide d'une goutte de colle cyanoacrylat comme la Cya-nolit ou la Loctite cyanoacrilique, en évitant évidemment d'en faire couler dans les emplacements contenant les contacteurs.

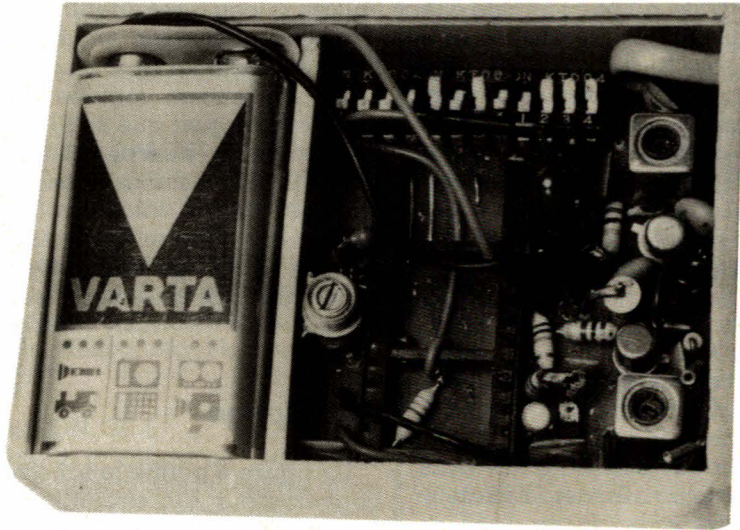
Sous le support du 145151 ne pas oublier les straps; choisir un support d'excellente qualité car un RX est soumis à des trépidations très nocives et le pavé est lourd; éliminer tout support qui a des pattes molles comme de la guimauve; choisir un support aux pattes rigides dont les lyres serrent fortement les pattes du MC 145151; si vous ne trouvez pas de support 28 pattes de qualité, découpez deux supports 14 pattes: ce n'est pas le plastique qui compte mais la rigidité de chaque lyre et son aptitude à pincer dur. Si vous soudez le 145151 directement sur le circuit, attention c'est un CMOS, protégé il est vrai contre les petites décharges électrostatiques; nous estimons que souder définitivement le pavé est une mauvaise solution qui gêne les réglages et la recherche éventuelle des pannes et gèle sur le circuit un objet cher et fort difficile à retirer sans casse.

Les pots HF sont exclusivement des 113 CN 2K 509 DZ que l'on ravitaille facilement, comme tous les autres pots de nos montages. Pour TR_1 , on peut employer le pot 159 moyennant les précautions décrites pour l'émission en janvier; en tout cas contrairement au module émission il faut ici un 509 pour TR_2 .

Pour le filtre d'impulsions, le point commun aux 3 résistances R_2 , R_3 , R_4 est en l'air (voir photo).

Une prise femelle sous gaine thermorétractable dépassant d'un millimètre au moins son extrémité métal, arrive de R_5 et permet une connexion amovible à l'anode de la LED lorsque l'on veut observer le verrouillage.

C_7 a une broche soudée à la masse, l'autre broche est soudée au point commun C_{15} - TR_2 , si l'on fonctionne en 41 MHz; on peut aussi mettre une prise comme pour la LED pour passer, sans toucher au réglage du pot, de 41 à 72 et vice-versa: mais il faut faire attention à ce que la capacité $C_{15} = 3,3$ pF ne soit pas augmentée par la présence du fil de connexion, lorsque l'on travaille en 72; le fil est donc à souder à la broche libre de C_7 et non au point commun C_{15} - TR_2 . Il faudra souder un fil de seulement quelques millimè-



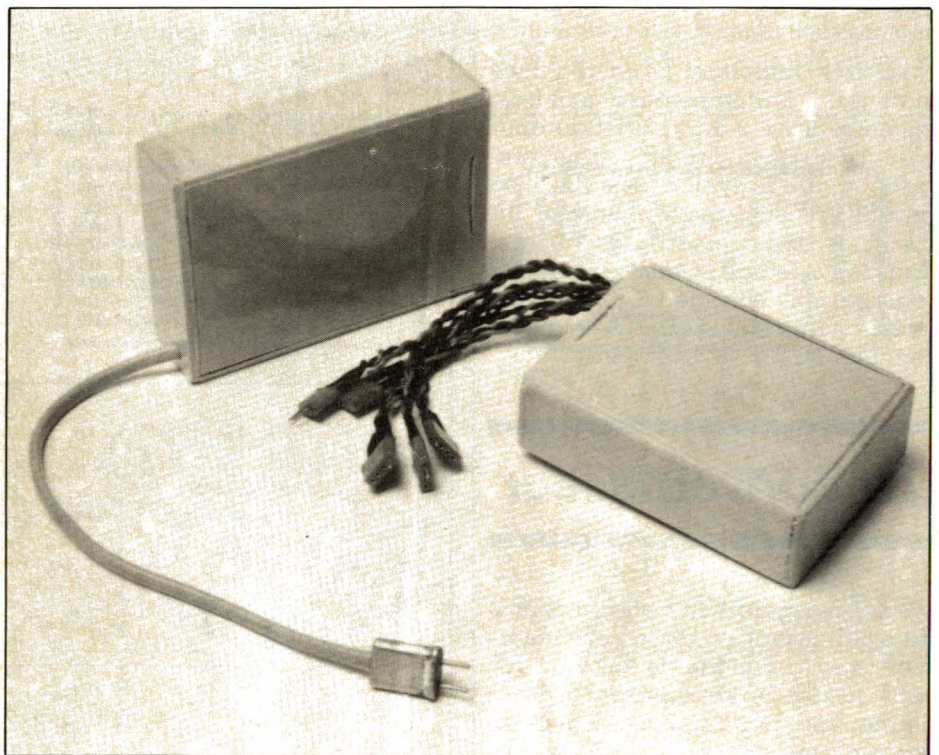
tres jouant le rôle de prise mâle.

Le tout loge dans un boîtier plastique construit sur mesure, réalisé au cutter et à l'éclat de verre (en guise de rabot), et collé à la colle Heller pour maquettes plastique: cela sèche vite et est très solide. La place importe beaucoup, et il n'existe de boîtiers commercialisés à ces dimensions.

Mise en route et réglages

MC 145151 ôté, vérifiez à l'ohmmètre qu'il n'y a pas de court-circuit général ou de pont de soudure entre

deux tracés normalement séparés; mettre sous tension; vérifiez au fréquencemètre que le VCO se règle dans la plage 14-21 MHz en vissant et dévissant le noyau de TR_1 ; choisir 40 ou 71 et régler le VCO suivant le choix à $F_1 = 18000$ ou à $F_1 = 20000$; débranchez le +9 V; faire chuter la tension résiduelle qui subsiste dans certaines capacités Tantale (C_8 , C_9 , C_{16}) en les court-circuitant à la masse; programmer les 12 contacteurs DIL sur la F_1 choisie; placer le 145151 (dans le bon sens sinon il risque la destruction dès la mise en tension) et le connecteur de la LED; obtenir le verrouillage en bougeant le noyau de TR_1 ; loin du verrouillage la LED éclaire peu, près du verrouillage elle donne des éclairs de plus



en plus espacés, au verrouillage elle éclaire fort; vérifiez à l'oscilloscope qu'à la broche 28 il n'existe aucune trace d'impulsions lorsque le verrouillage est réalisé (toute trace se traduit par du brouillage à la démodulation du RX); vérifiez au fréquencemètre que l'on a bien $F/2$ ou $F/4$ (suivant la bande choisie) à la sortie du VCO; reste à régler TR_2 ; brancher le fréquencemètre à la sortie de C_{17} ; obtenir l'accord sur la F_1 souhaitée; observer la stabilité de F_1 puis brancher la sortie pseudo-quartz du synthétiseur à la place du quartz du RX; mettre la sortie démodulateur du RX à l'oscilloscope; mettre le RX sous tension 4,8 volts; allumer l'émetteur dont la fréquence F vaut $F_1 + 455$ kHz; on doit voir sur l'oscilloscope les $n + 1$ impulsions correspondant aux n voies d'émission; vérifiez qu'en bougeant C_6 on change l'amplitude de ces impulsions (petit changement en AM, extinction du signal en FM); réglez C_6 pour le maximum d'amplitude; si on tombe sur un réglage de C_6 à capacité mini ou maxi, c'est soit que l'on est mal programmé soit que C_6 est trop fort ou trop faible; le changer suivant le cas; on s'arrête là si l'on ne veut pas réaligner toute la chaîne 455 kHz comme il a été expliqué plus haut dans la description.

Enfin, si tout va bien, branchez 1, 2, 3 ou 4 servos; vérifiez qu'ils ne frétilent pas; puis vérifiez que la consommation du synthétiseur, LED COUPÉE, est de l'ordre de 16 à 20 milliampères sur sa pile de 9 volts.

Nota très important : Les réglages terminés, il faut impérativement fixer les deux noyaux du VCO et du doubleur avec de la cire MF, sinon lorsqu'on cogne le synthé et le RX, il se produit un effet microphonique dû au léger déplacement des noyaux dans leur filetage et ceci sans que le réglage soit changé. Or on a vu combien la stabilité du VCO était essentielle en FM notamment.

Le convertisseur

Pour remplacer la batterie de 9 V du synthétiseur et alimenter ce dernier avec la batterie de 4,8 V du RX sans que les servos affectent le fonctionnement, nous avons étudié deux convertisseurs conduisant à des ré-

sultats à peu près identiques pour l'objectif que nous nous sommes fixé : à savoir, fournir au synthétiseur une tension régulée parfaitement stable quel que soit l'appel de courant des servos et ceci en consommant le moins possible sur la batterie de 4,8 volts; en donnant 6,2 volts régulés au synthétiseur tout marche normalement avec une consommation totale (convertisseur, synthétiseur et RX) inférieure à 40 mA.

Description

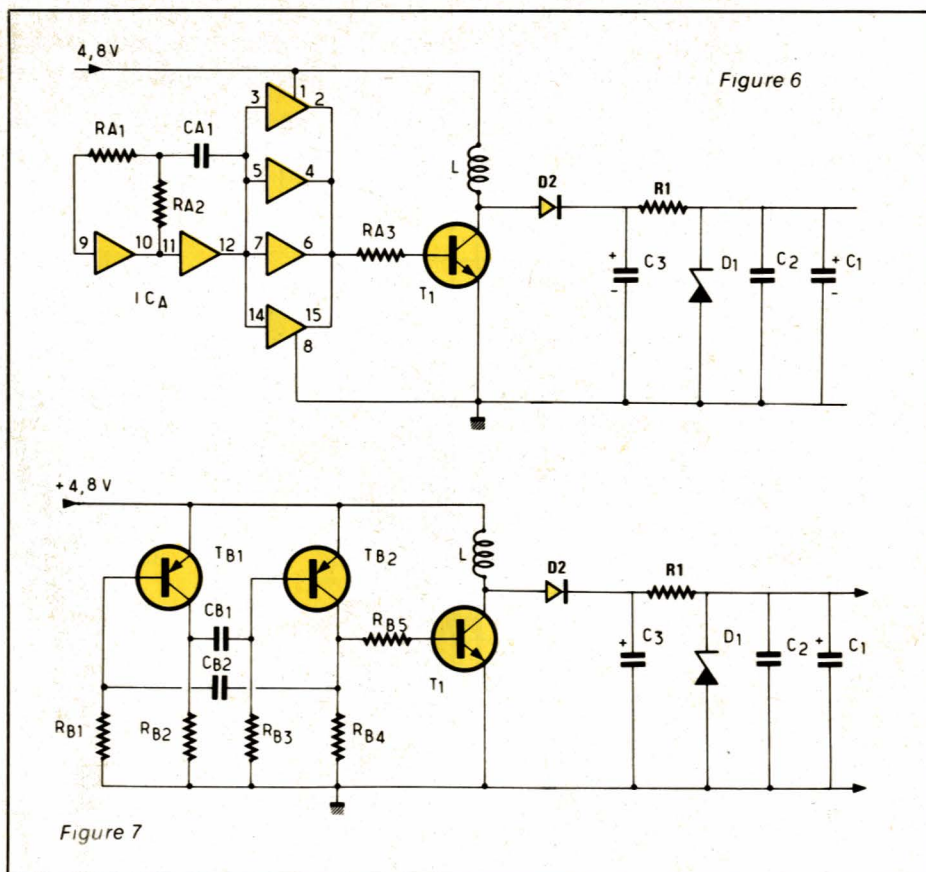
La figure 6 donne le schéma d'un convertisseur A à circuit intégré, la figure 7 donne le schéma d'un convertisseur B à transistors. L'avantage de A est qu'il donne plus de possibilités et est plus puissant, l'avantage de B est qu'il tient moins de place (nous l'utiliserons dans notre RX41 décrit le mois prochain); mais pour le moment nous ne donnons qu'un modèle très aéré, occupant dans le boîtier du synthé 41-72 déjà décrit, la place de la pile ou de l'accus 9 volts.

Mais pourquoi 6,2 volts? Parce que, au réglage près, le synthé marche aussi bien avec 6,2 volts qu'avec 9 volts et qu'il consomme moins (s'il existait en 6 V une pile ou une batte-

rie d'aussi faible volume qu'en 9 V nous l'aurions adoptée): en dessous de 5,6 V, le VCO commence à être instable, à 5 V le synthé marche difficilement aux fréquences que nous recherchons.

On peut voir sur les deux schémas A et B que tout ce qui est à droite de T_1 est identique dans les deux cas, qu'il s'agisse de T_1 de la self L dont nous avons beaucoup à dire, du redresseur et du régulateur transformant en tension stable les signaux carrés fournis par le multivibrateur astable qui, à gauche des schémas, précède T_1 ; le multivibrateur A est bâti autour d'un C-MOS 4049, sextuple inverseur dont deux inverseurs constituent le multivibrateur, B est bâti autour de deux transistors PNP BC 178 à faible tension de saturation.

L'un ou l'autre de ces multivibrateurs génère les signaux carrés à une fréquence liée aux résistances et capacités de polarisation; les signaux sont repris par T_1 inversés et amplifiés; dans le collecteur de T_1 une self L est chargée et déchargée à l'instar de ce que passe au niveau de la bobine d'allumage d'une voiture lorsque, recevant le courant haché par les vis platinés du distributeur, elle fait grimper à 20000 volts le 12 volts de la batterie; ceci sous une très faible intensité.



Dans notre cas, la sortie 6,2 volts ne « voit » pas la tension 4,8 V, mais le 4,8 V et le convertisseur doivent être assez puissants pour que le synthé branché en aval du 6,2 V ne fasse pas chuter cette tension. Si on ne soude pas R_1 au CI, on peut vérifier qu'on obtient 45 volts au point commun D_2-C_3 . Avec R_1 la tension au même point chute à 8,2 V alors qu'elle tombe à 6,2 V au niveau de la Zener ; R_1 joue donc le rôle de résistance ballast laissant une marge de 2 volts pour assurer une bonne régulation dans tous les cas. S'il n'y avait pas de ballast, la self L et la Zener chaufferaient pour faire chuter de 45 à 6,2 V et elles se détérioreraient.

Donc tout dépend de L , c'est-à-dire de son aptitude à donner une tension confortable avec une puissance cohérente avec la consommation du synthé en 6,2 V ; à une fréquence de découpage donnée, L donne d'autant plus de tension que sa valeur est plus élevée ; cette valeur dépend du nombre de spires et du coefficient de qualité de la ferrite qui constitue le noyau et les coupelles entourant la bobine proprement dite ; avec la même ferrite en doublant le nombre de spires on quadruple l'inductance, on double la tension mais on divise par deux l'intensité disponible car on est obligé d'employer du fil émaillé plus fin ; ici contrairement à la bobine de voiture, il n'est pas nécessaire d'élever la tension très haut ; en revanche pour le synthé une intensité de près de 20 mA est nécessaire ; dans la pratique on sera amené à employer un fil d'un diamètre d'au moins 15/100 de mm ; ici avec $L = 100$ mH bobinée avec du fil 15/100 on obtiendra pratiquement le même résultat qu'avec $L = 200 \mu H$ bobinée dans la même ferrite avec du fil 30/100 ; mais pour entretenir les oscillations avec 200 μH (inductance 500 fois moins grande) il faudra une fréquence bien supérieure fournie par le multivibrateur astable, sinon le rendement s'effondre et la consommation croît sans modifier la tension ou l'intensité disponible ; ces considérations nous permettent de savoir comment choisir ou fabriquer L ; ce que nous allons voir dans la réalisation pratique.

Enfin, dernier détail, on voit que RA_3 est bien supérieure à RB_3 ; cela vient du fait qu'avec le convertisseur A, on a une marge de manœuvre bien plus grande pour augmenter la puissance sans trop consommer : ceci en diminuant RA_5 ; alors qu'avec B si le réglage n'est pas op-

timum, on augmente la consommation du simple au double sans gain en tension ou intensité disponible.

Réalisation pratique

Les circuits et leurs implantations pour les convertisseurs A et B sont donnés aux figures 8 à 11, le CI étant réalisé en époxy simple face ; très aéré, sa réalisation est facile, le seul point délicat étant la confection de L .

1^{re} VERSION DE L

On peut prendre un pot ferrite basse fréquence constituée de deux coquilles ferrite juxtaposées entre lesquelles on place une bobine plastique sur laquelle des spires de fil émaillé sont enroulées ; il s'agit par exemple d'un pot ferrite d'un ancien récepteur à relais où le pot joue le rôle de filtre permettant au relais de coller lorsque celui-ci résonne sur une basse fréquence de 500 à 10000 Hz. Sur la bobine plastique on enroule le maximum de spires de fil émaillé 30/100^e de mm ; quand on arrive au niveau des lèvres de la bobine on s'arrête en laissant dépasser les deux bouts de fil dénudés des extrémités et on entoure les spires de ruban plastique adhésif pour les maintenir en place ; on remet les coquilles en place de part et d'autre de la bobine ; puis on maintient les deux coquilles serrées l'une contre l'autre à l'aide d'un autre ruban adhésif ou on les colle l'une à l'autre à l'aide goutte de colle néoprène (attention lorsque les deux coquilles ne sont pas étroitement serrées on peut per-

dre jusqu'à la moitié de l'inductance du pot) ; on peut aussi visser le pot à l'aide d'une vis qui le traverse en son trou central et le maintient contre le circuit imprimé, mais attention au serrage, la ferrite est délicate et casse : donc sous la tête de vis, si possible large et plate, mettre du côté de la coquille une rondelle de matière élastique qui appuie sans contrainte excessive ; on obtient ainsi L de 1 à 50 mH.

2^e VERSION DE L

Il existe des bobines blindées (référence 7 ou 10 FS2 chez Magnetic France) basse fréquence à bobiner soi-même en dimension 10 x 10 mm ou 7 x 7 mm ; elles sont caractérisées par l'extrémité du noyau et la coupelle peinte en couleur orange ; avec le pot 10 x 10 mm on bobine le maximum de spires de fil émaillé 25/100^e de mm sur le mandrin plastique, on soude les extrémités du fil sur les broches correspondant aux trous ad hoc du circuit imprimé ; on remet la coupelle que l'on maintient à l'aide d'une goutte de colle ou de cire HF, on remet le blindage et on soude le total au circuit, on obtient ainsi L de 150 à 300 μH .

On voit donc que l'on n'a pas essayé d'obtenir une inductance d'une valeur déterminée, car par l'ajustage de la fréquence du multivibrateur astable, il sera beaucoup plus facile d'obtenir la tension souhaitée avec la plus basse consommation possible ; le bon résultat serait plus difficile à avoir avec une inductance toute faite qui n'accepte souvent pas plus de 15 mA et pour laquelle un

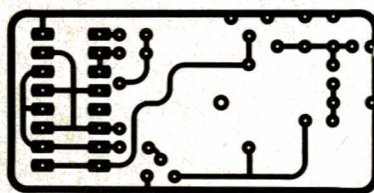


Figure 8

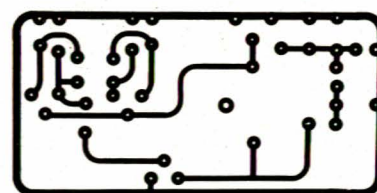


Figure 10

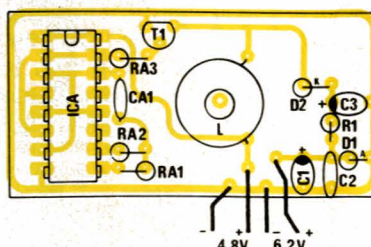


Figure 9

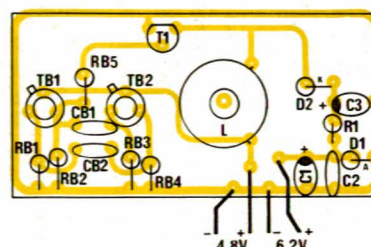


Figure 11

réglage de fréquence aurait été de toutes façons nécessaire.

Quoi qu'il en soit, si vous utilisez un pot ferrite dont l'inductance spécifique est connue, vous pouvez facilement calculer l'inductance par la formule $L = A l \times n b^2$ où :

L est l'inductance en H,

$A l$ l'inductance spécifique du pot en nH/sp² (en général) et $n b$ le nombre de spires (attention aux puissances de 10).

La mise en route et le réglage

Il est important de ne pas brancher la sortie convertisseur sur le synthétiseur avant d'être sûr du fonctionnement normal (le pavé coûte 135 F et n'aime pas une tension supérieure à 10 V); on remplace donc le synthé par une résistance de 330 ohms branchée entre la sortie 6,2 V et la masse, puis :

— brancher un milliampéremètre (calibre 500 mA au début) entre le + 4,8 V batterie et l'entrée convertisseur choisi, n'ont pas été soudées et ont été remplacées :

- pour A une 10 kilo-ohms en série avec une résistance ajustable de 100 kilo-ohms,

- pour B par une 100 kilo-ohms en série avec une ajustable de 470 kilo-ohms;

— R_1 ôtée, vérifiez que la consommation est faible (inférieure à 20 milliampères et que la tension au point commun D₂-C₃ est bien supérieure à 4,8 V (35 à 45 V);

— remettre R_1 , vérifiez que la consommation du convertisseur est comprise entre 30 et 100 mA, contrôler à nouveau la tension au point commun D₂ - C₃ - R_1 , on doit avoir V compris entre 6 et 10 volts, contrôler que de l'autre côté de R_1 on a 6,2 V ou moins;

— agir sur la résistance ajustable pour obtenir 8,2 V; vérifiez qu'aux alentours de 8,1 V il existe une plage de réglage de la résistance ajustable dans laquelle la tension étant pratiquement constante, on observe un minimum de consommation: c'est à ce minimum que l'on a le meilleur rendement de la bobine, c'est-à-dire la fréquence de découpage adéquate: en augmentant la résistance ajustable on diminue la fréquence de découpage, ; on peut vérifier au fréquencemètre.

Le tableau suivant donne à titre indicatif les résultats obtenus par l'auteur avec trois inductances L différentes:

Fréquence L	100 mH		1 mH		200 μ H	
	mA	V	mA	V	mA	V
10 kHz	29	7,5	27	7,3		
20 kHz	31	7,9	28	7,4		
30 kHz	33	8,1	30	7,9		
40 kHz	34	8,2	31	8	26	6,4
50 kHz	34	8,1	32	8,1		
60 kHz	37	8	35	8,1		
70 kHz	38	7,9	36	8,2		
80 kHz			37	8,1		
100 kHz	37	7,8	38	8	31	7,5
150 kHz			39	8	36	8,15
200 kHz					38	8

Tableau des essais effectués avec trois valeurs d'inductance à différentes fréquences.

Effectués avec le convertisseur à CI 4049 ces essais montrent que si le rendement est à peine meilleur avec une inductance de forte valeur, le décalage de fréquence est très important pour les inductances plus faibles; avec le convertisseur B qui a une marge de puissance moins grande, les différences de consommation pour les réglages hors de la fréquence adéquate sont beaucoup plus accentuées, c'est-à-dire qu'en dehors de la plage de réglage on arrive à consommer jusqu'à 80 mA sans élever la tension au point commun D₂-C₃ à plus de 8,2 V, alors qu'avec A, on obtiendra cette tension en diminuant RA₃ mais au prix d'une consommation bien moins importante.

Mais quel que soit le convertisseur A ou B, on obtient 8,2 V avec les résistances RA₃ ou RB₃ indiquées et ceci pour une consommation de l'ordre de 37 mA. Ainsi réglé le convertisseur sera tout juste suffisant pour faire marcher le RX avec 4 servomoteurs; il faut éteindre la LED pour avoir une meilleure marge de sécurité de la régulation, ce qui, toutefois, ne diminuera la consommation globale du convertisseur et du synthétiseur que de 1 ou 2 mA.

Enfin, ôter la 330 ohms et mettre le synthétiseur derrière le convertisseur, puis atteler le RX et 6 servomoteurs derrière le RX. Ces derniers

doivent fonctionner normalement sans frémissement; si cela frétille, couper la LED et si cela n'est pas suffisant on augmente légèrement la fréquence de B en surveillant l'augmentation de consommation, ou bien pour A on diminue à 15 k Ω RA₃: on obtiendra ainsi 8,4 V au point commun D₂-C₃ avec une consommation de l'ordre de 40 mA; en tout état de cause le réglage précédent devrait être suffisant lorsqu'on ne branche que 4 servomoteurs.

En dernier, on mesure à l'ohmmètre la résistance ajustable et on la remplace par une résistance fixe soudée à demeure.

L'auteur a mis RA₁: 47 k Ω pour une inductance de 1 mH et une fréquence de 64 KHz pour A; pour B, RB₁ est de 156 k Ω avec L = 200 mH et une fréquence de 150 kHz.

Il est souhaitable de ne pas dépasser 200 kHz et en particulier de ne pas fonctionner sur une fréquence sous-multiple proche de 455 (ex.: 222,7 kHz = (455/2) kHz) car la MF du RX pourrait se ressentir du rayonnement du convertisseur à une telle fréquence.

Voilà, bonne réalisation, et rendez-vous au mois prochain pour ceux qui désirent attaquer notre RX 41 MHz complet.

Nomenclature convertisseurs**Convertisseur A**

RA₁: 47 k Ω (voir texte)
 RA₂: 10 k Ω
 RA₃: 20 k Ω (2 $\times$ 10)
 CA₁: 150 pF
 ICA: 4049 C-MOS

Convertisseur B

RB₁: 150 k Ω (voir texte)
 RB₂: 10 k Ω
 RB₃: 100 k Ω
 RB₄: 10 k Ω
 RB₅: 1 k Ω
 CB₁: 150 pF
 CB₂: 150 pF
 TB₁ et TB₂: BC 178

Partie commune

L: (voir texte)
 R₁: 100 ohms
 C₁: 10 μ F tantale
 C₂: 47 nF céramique
 C₃: 4,7 μ F tantale
 T₁: BC 184
 D₁: Zener 6,2 volts
 D₂: 1 N 4148
 D₃: 1 N 4148

Nomenclature du synthétiseur**Résistances**

R₁: 220 k Ω
 R₂: 33 k Ω
 R₃: 10 k Ω
 R₄: 100 k Ω
 R₅: 330 k Ω
 R₆: 22 Ω
 R₇: 100 Ω
 R₈: 10 k Ω

Condensateurs

C₁: 1 nF céramique
 C₂: 1 nF céramique
 C₃: 82 pF céramique
 C₄: 82 pF céramique
 C₅: 6,8 pF céramique
 C₆: 3-10 pF variable
 C₇: 18 pF céramique
 C₈: 4,7 μ F tantale goutte 10 V
 C₉: 330 nF tantale goutte 10 V
 C₁₀: 56 pF céramique
 C₁₁: 47 nF céramique
 C₁₂: 470 pF céramique
 C₁₃: 10 nF céramique

C₁₄: 10 nF céramique
 C₁₅: 3,3 pF céramique
 C₁₆: 33 μ F goutte tantale 10 V
 C₁₇: 68 pF céramique
 C₁₈: 22 pF céramique

Semiconducteurs

D₁: Varicap BB 105
 D₂: OA 95 ou autre (germanium)
 D₃: 1 N 4007 (silicium)

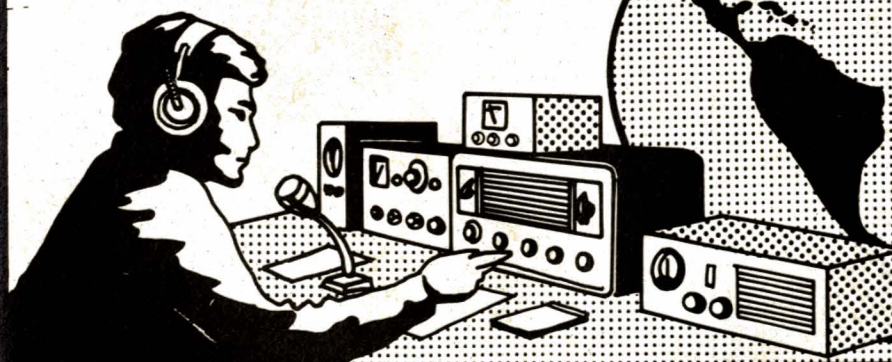
Circuits intégrés

IC₁: MC 145151 (Motorola)
 T₁: 2 N 4416
 T₂: 2 N 2369

Divers

TR₁, TR₂: Toko 113 CN 2 K 509 DZ
 LED: 3 mm rouge
 QZ: 10240 KHz (Copelec Cachan)
 Minipile 9 V et boîtier
 1 vieux boîtier quartz HC25U
 L₁: 10 μ H

ECOUTEZ LE MONDE...



devenez un RADIO-AMATEUR !

Pour occuper vos loisirs
 tout en vous instruisant
 Notre cours fera de vous
 un émetteur radio passionné
 et qualifié

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT ! Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon
 à **DINARDTECHNIQUE ELECTRONIQUE** Enseignement privé par correspondance
 35801 DINARD BP 42
 NOM (majuscules S.V.P.) _____
 ADRESSE _____

RPA 3-83

DIJON 2, rue Ch. de Vergennes
Tel. (80) 73 13 48

DUNKERQUE 45, rue M. Tardieu
Tel. (28) 66 12 57

DUNKERQUE 14, rue M. Tardieu
Tel. (28) 66 38 65

GRENOBLE 16, Place Ste Claire
Tel. (76) 54 28 77

LE HAVRE Place des Halles centrales
Tel. (35) 42 60 92

LE MANS 16, rue H. Lecomte
Tel. (43) 28 38 63

LENS 43, rue de la Gare
Tel. (21) 28 60 49

LILLE 61, rue de Paris
Tel. (20) 06 85 52

LIMOGES 4, rue des Charreux
Tel. (55) 33 29 33

LYON 2ème 9, rue Grenette
Tel. (77) 842 05 06

MEAUX C.C. du Connet. de Riche
mont Tel. (51) 009 39 58

METZ 60, Passage Serpentine
Tel. (81) 774 45 23

GRATUIT!

HBN ELECTRONIC

Oui, le catalogue HBN ELECTRONIC, de l'amateur au professionnel est gratuit ! Il vous attend dans tous les magasins HBN figurant au pourtour de cette page (sans obligation d'achat).

Vous pouvez aussi le recevoir chez vous contre 10 F en timbres pour le port. Faites votre demande soit au magasin le plus proche soit au Siège Social : 90, rue Charlier - 51100 REIMS.

HBN

Grand Prix 1983

catalogue général d'électronique

HBN Publicité

ST BRIEUC
16, rue de la Gare
Tel. (96) 33 55 15

ST DIZIER
Gal. March. Place d'
armes Tel. (25) 05 72 57

ST ETIENNE
30, rue Gambetta
Tel. (77) 21 45 61

STRASBOURG
4, rue du Travail
Tel. (88) 32 86 98

TOURS
2, bis Pl. de la Victoire
Tel. (47) 20 83 42

TROYES
6, rue de Preux
Tel. (25) 81 49 29

VALENCE
7, rue des Alpes
Tel. (75) 42 51 40

VALENCIENNES
57, rue de Paris
Tel. (27) 46 44 23

VANNES
35, rue de la Fontaine
Tel. (97) 47 46 35

VICHY
7, rue Grangier
Tel. (70) 31 59 96

HBN ELECTRONIC
2,1 Cité AL Messire
immeuble 9
RABAT - MAROC

Le transistor aux radiofréquences

Aux fréquences basses et moyennes, nous avons vu que le transistor pouvait être commodément décrit à l'aide des paramètres hybrides. Lorsqu'on atteint des fréquences plus élevées, le comportement du transistor fait apparaître des éléments parasites, notamment capacitifs. Il devient alors plus facile de le décrire à l'aide des paramètres admittances (paramètres y), qui sont d'ailleurs plus facilement mesurables à ces fréquences.

Parallèlement, on utilise le schéma équivalent de Giacoleto, qui représente convenablement le transistor jusqu'à sa fréquence de coupure.

Les paramètres admittances

Rappelons que, pour les petits signaux (tension et courant d'entrée v_1 et i_1 , tension et courant de sortie v_2 et i_2), le quadripôle de la figure 1 peut être considéré comme linéaire. Il en va de même des équations qui expriment les courants en fonction des tensions :

$$i_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \quad (1)$$

$$i_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2 \quad (2)$$

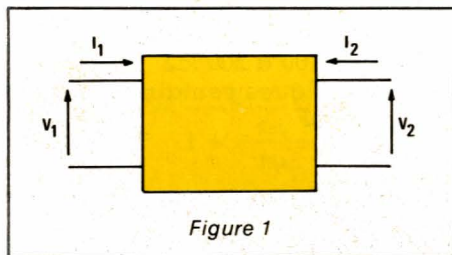


Figure 1

A partir de ces équations, on peut définir physiquement chacun des paramètres y :

- $y_{11} = \frac{i_1}{v_1}$ pour $v_2 = 0$: c'est l'admittance d'entrée, lorsque la sortie est en court-circuit.

- $y_{12} = \frac{i_1}{v_2}$ pour $v_1 = 0$: c'est l'admittance de réaction, lorsque l'entrée est en court-circuit.

- $y_{21} = \frac{i_2}{v_1}$ pour $v_2 = 0$: c'est l'admittance de transfert, donc la pente, pour la sortie en court-circuit.

- $y_{22} = \frac{i_2}{v_2}$ pour $v_1 = 0$: c'est l'admittance de sortie, lorsque l'entrée est en court-circuit.

Aux fréquences élevées, les paramètres y sont des grandeurs complexes (voir RP-EL n° 408 et sq) : il en est donc de même des courants et des tensions. Remarquons aussi que les paramètres admittances se définissent avec l'entrée ou la sortie en court-circuit, ce qui est facile à obtenir, vis-à-vis de l'alternatif, à l'aide de condensateurs de capacité suffisante. C'est pourquoi la mesure des paramètres admittances se révèle facile.

Schéma équivalent à deux générateurs de courant

Ce schéma résulte directement de l'interprétation des équations (1) et (2). La première montre que i_1 est la somme de deux courants :

- $y_{11} v_1$, dans l'admittance y_{11} ,
- $y_{12} v_2$, produit par un générateur de courant en parallèle sur y_{11} .

La même interprétation s'applique au courant i_2 , ce qui conduit finalement au schéma de la figure 2.

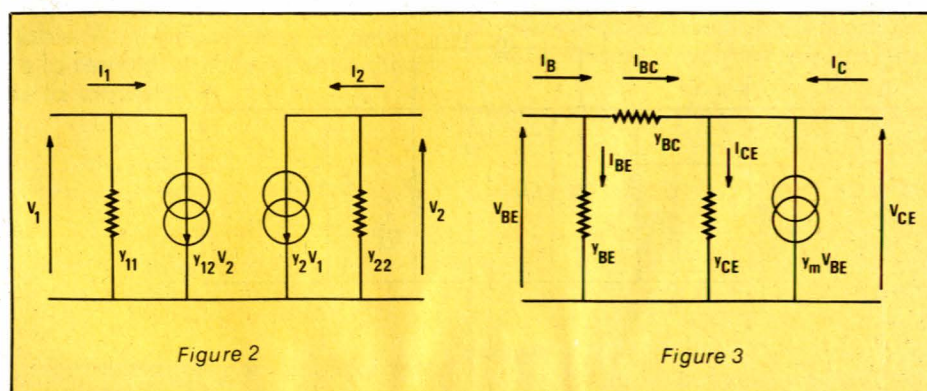


Figure 2

Schéma équivalent à un seul générateur

Nous l'établirons, pour fixer les idées, dans le cas du montage en émetteur commun, le plus fréquemment utilisé. Il est alors possible de supprimer le générateur de courant mis à l'entrée dans la figure 2, en établissant une liaison entre l'entrée et la sortie à l'aide d'une admittance y_{bc} (b pour base et c pour collecteur), comme le montre la figure 3.

Quatre autres admittances interviennent alors : y_{be} , y_{bc} , y_{ce} et y_m , dans ce schéma en Π . On peut, évidemment, les exprimer en fonction des paramètres admittances du schéma de la figure 2. Nous laissons à nos lecteurs le soin de ce calcul facile, dont nous ne donnerons ici que le résultat :

$$y_{be} = y_{11} + y_{12}$$

$$y_{bc} = y_{12}$$

$$y_{ce} = y_{22} + y_{12}$$

$$y_m = y_{21} - y_{12}$$

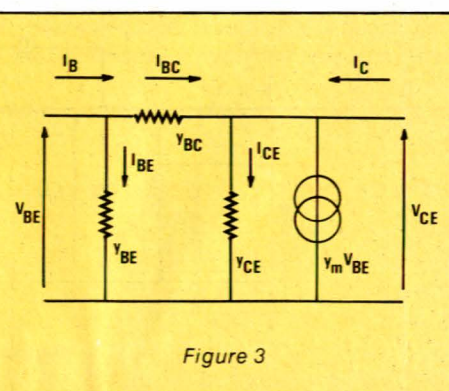


Figure 3

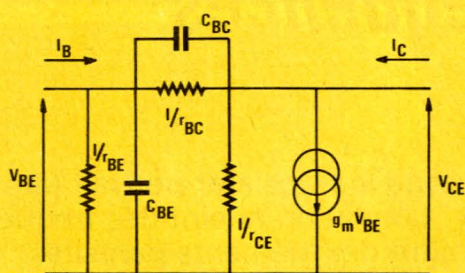


Figure 4

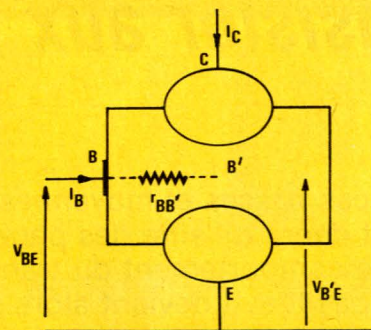


Figure 5

Aux fréquences radio, ces paramètres sont des grandeurs complexes, qu'on peut décomposer en plaçant une capacité en parallèle sur une résistance, comme le montre la figure 4. On a alors :

$$y_{be} = \frac{1}{r_{be}} + j C_{be} \omega$$

$$y_{bc} = \frac{1}{r_{bc}} + j C_{bc} \omega$$

$$y_{ce} = \frac{1}{r_{ce}}$$

$$y_m = g_m$$

où g_m désigne la pente, et où ω est la pulsation en régime sinusoïdal de fréquence f ($\omega = 2\pi f$).

Problème de la résistance de base intrinsèque

Avec le schéma équivalent de la figure 4, l'impédance d'entrée du transistor s'annule lorsque la fréquence croît infiniment, ou devient

extrêmement faible pour des fréquences élevées, à cause du condensateur C_{be} . Or, l'expérience montre qu'il subsiste, en fait, une résistance d'entrée.

Celle-ci correspond à une réalité physique due à la structure interne du transistor, comme le montre la figure 5. En effet, la tension d'entrée v_i (v_{be} pour le montage en émetteur commun), n'est pas appliquée entre la base réelle B' et l'émetteur E , mais entre le contact de base B et E . Le courant de base i_b traverse donc une portion de semiconducteur, qui offre une résistance $r_{bb'}$; on l'appelle la **résistance intrinsèque de base**, et elle peut prendre des valeurs comprises en 100 Ω et 1 $k\Omega$ environ.

Cette résistance $r_{bb'}$, qui ne dépend pas de la fréquence, dissipe évidemment de l'énergie, et limite l'amplification en puissance.

Le schéma équivalent de Giacometto

Il résulte directement du schéma de la figure 4, auquel on a rajouté la résistance $r_{bb'}$, ce qui conduit à la figure 6. Le schéma de Giacometto est également dit « schéma naturel »

car, ainsi que nous le verrons plus loin, chacun de ses éléments a une signification physique. Il est fourni par les fabricants de transistors HF, et exploité par tous les électroniciens qui conçoivent et étudient des amplificateurs en haute fréquence.

Il est intéressant de donner, dès maintenant, des ordres de grandeurs pour les différents éléments. Il ne s'agit évidemment que de valeurs moyennes, susceptibles d'importants écarts d'un modèle de transistor à l'autre, et en fonction des conditions d'utilisation (courant de collecteur, tension collecteur-émetteur) :

$r_{bb'}$: de 100 Ω à 1 $k\Omega$

r_{be} : de 1 à 2 $k\Omega$

r_{bc} : quelques $M\Omega$

g_m : 50 mA/V

r_{ce} : de 100 à 200 $k\Omega$

C_{be} : quelques centaines de pF

C_{bc} : 10 pF

Pente externe et pente interne du transistor

Rappelons que la pente se définit comme le rapport du courant de sortie à la tension d'entrée. On peut alors, à partir du schéma de Giacometto, définir deux pentes.

La première, dite « pente externe », résulte de la considération du quadripôle à partir de ses bornes d'entrée et de sortie. Elle a pour valeur :

$$s = \frac{i_2}{v_1}$$

lorsque la sortie est en court-circuit vis-à-vis de l'alternatif.

Pour définir la pente interne, on fait appel à la tension réellement appliquée entre base et émetteur, soit v_{be} (nous nous limitons toujours

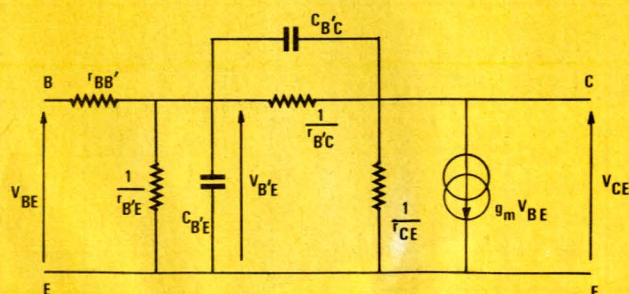


Figure 6

au montage en émetteur commun). Son expression est alors :

$$g_m = \frac{i_2}{V_{b'e}}$$

Pour établir la relation qui existe entre s et g_m , on peut tenir compte de certaines simplifications dues aux ordres de grandeur des paramètres, indiqués plus haut. Puisque :

$$r_{b'c} \gg r_{b'e}$$

et

$$\frac{1}{C_{b'c} \omega} \gg \frac{1}{C_{b'e} \omega}$$

seul intervient, dans le calcul, le circuit d'entrée, composé des éléments $r_{bb'}$, $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$.

D'autre part, aux fréquences basses, pour lesquelles on peut négliger $C_{b'e}$ dont l'impédance tend vers l'infini, on notera les pentes respectivement s_0 et g_{m0} . Commençons par établir la relation entre ces deux grandeurs. On a :

$$\frac{V_{b'e}}{V_1} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{bb'}}$$

Or :

$$s_0 = \frac{i_2}{V_1} = \frac{i_2}{V_{b'e}} \cdot \frac{V_{b'e}}{V_1}$$

ce qui donne, finalement :

$$s_0 = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}}$$

Fréquence de coupure de la pente

Comme d'habitude, nous définirons la fréquence de coupure comme la fréquence pour laquelle le module de la pente se situe à 3 dB au-dessous de sa valeur en BF, soit une diminution dans un rapport 0,707. Nous appellerons f_s cette fréquence de coupure, pour la pente externe s .

Le calcul de s , en fonction de la fréquence (ou de la pulsation ω), exige qu'on tienne compte maintenant de la capacité d'entrée $C_{b'e}$. L'impédance complexe, en parallèle sur l'entrée, devient alors :

$$Z_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega}$$

Elle remplace, dans les calculs effectués précédemment, le terme $r_{b'e}$. En développant ces calculs, on arrive finalement à l'expression :

$$s = \frac{s_0}{1 + j \frac{f}{f_s}}$$

où la fréquence de coupure f_s a pour expression :

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{1}{2\pi r C_{b'e}}$$

en posant :

$$r = \frac{r_{bb'} r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}}$$

équivalent à la mise en parallèle de $r_{bb'}$ et de $r_{b'e}$.

Signification physique des éléments du schéma de Giacoleto

Comme nous l'indiquions plus haut, on appelle aussi le schéma de Giacoleto, schéma naturel, car chacun des éléments qui le composent correspond à une réalité physique du transistor. C'est ce que nous allons préciser maintenant, ce qui nous amènera à revenir, de façon détaillée, sur la jonction PN, et sur le transistor à jonctions.

Interprétation de $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, $r_{b'c}$ et $C_{b'c}$

Nous avons donné, déjà, l'expression du courant direct I_b dans une jonction, en fonction du courant de saturation I_s , de la tension directe V , et de la température absolue T (voir RP-EL n° 417) :

$$I_b = I_s \exp. \frac{eV}{kT}$$

En dérivant I_b par rapport à la variable V , on trouve alors l'expression de la résistance différentielle directe de la jonction, r :

$$\frac{dI_b}{dV} = \frac{e I_b}{kT}$$

ou

$$r = \frac{dV}{dI_b} = \frac{kT}{e I_b}$$

Cette relation, si on maintient constante la différence de potentiel

V_{CB} entre collecteur et base, s'applique à la jonction d'émetteur d'un transistor. Elle donne alors la résistance d'entrée r_e en fonction du courant d'émetteur I_e :

$$r_e = \frac{kT}{e I_e}$$

Les porteurs qui traversent une jonction, y forment par ailleurs une charge électrique Q , proportionnelle à I_b . Lorsque la tension appliquée, V , varie d'une quantité :

$$v = \Delta V$$

la charge Q varie, elle, de

$$q = \Delta Q$$

Cette variation équivaut à celle de la charge d'un condensateur de capacité :

$$C = \frac{q}{v}$$

Finalement, le schéma équivalent à une jonction polarisée dans le sens direct, est celui de la **figure 7**. Dans le cas d'une jonction polarisée en inverse, ce qui correspond à l'utilisation normale de la jonction collecteur-base d'un transistor, le courant est le courant de saturation I_s , faiblement variable avec la tension inverse V . La résistance inverse est donc très élevée. D'autre part, la capacité C devient beaucoup plus faible. Ces éléments, $r_{inverse}$ et $C_{inverse}$, sont les éléments $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$ du schéma de Giacoleto.

Interprétation de r_{ce}

Considérons un transistor, de type NPN pour fixer les idées, en l'absence de tension extérieure (**figure 8**). On appelle épaisseur réelle D_t de la base, la distance qui sépare la jonction de collecteur J_c de la jonction d'émetteur J_e .

Lorsque le transistor est mis sous tension, la jonction d'émetteur, polarisée en direct sous une tension faible, conserve pratiquement la même

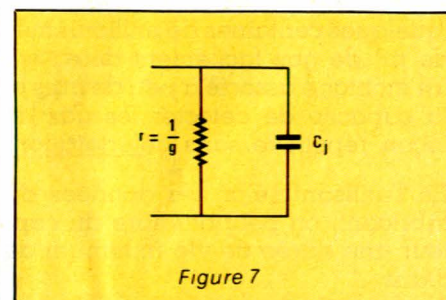


Figure 7

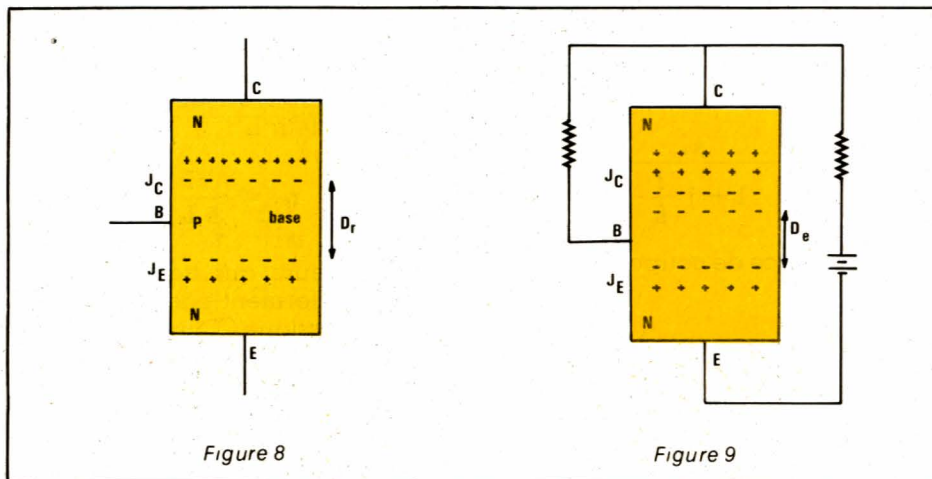


Figure 8

Figure 9

épaisseur qu'en l'absence de tension (figure 9). Par contre, la jonction J_C , polarisée en inverse sous une tension relativement élevée (plusieurs volts), s'élargit, et la charge d'espace pénètre dans la base : l'épaisseur effective D_e de cette dernière, devient inférieure à l'épaisseur réelle D_r .

En présence d'un signal alternatif, et avec une charge dans le collecteur (transistor en émetteur commun), la tension V_{CB} varie avec le signal, et il en va de même de l'épaisseur effective D_e : c'est l'effet Early. Pour le régime linéaire, on

peut rendre compte de l'effet Early en plaçant, dans le circuit d'émetteur, un générateur de force électromotrice μV_{CB} , où μ est le facteur de réaction d'Early.

$$\mu = \frac{V_{eb}}{V_{cb}} \text{ pour } i_e = 0$$

Une théorie, que nous ne développerons pas, permet d'établir une relation entre r_{ce} et μ :

$$r_{ce} = \frac{r_e}{\mu}$$

où r_e est la résistance d'entrée du transistor.

Physiquement, il suffit donc, connaissant r_e , de mesurer μ pour déterminer r_{ce} .

Neutrodynage d'un transistor

Lorsqu'on calcule le gain en puissance G_p d'un transistor en tenant compte de tous les éléments du schéma de Giacchetto, on s'aperçoit que la valeur maximale de ce gain, obtenue en cas d'adaptation des impédances, devient infinie pour une certaine fréquence : dans ces conditions, le transistor oscille, et ne peut plus être utilisé en amplificateur.

Physiquement, cette entrée en oscillation résulte de la réaction interne, qui, pour certaines fréquences, ramène sur l'entrée une tension en phase avec la sortie. On peut la juguler grâce à l'emploi d'un circuit LC qui, lui, ramène une tension en opposition de phase, de même amplitude : c'est le neutrodynage.

Avec les transistors récents, où la réaction interne est minimisée, le neutrodynage perd de son intérêt pratique. Nous ne le citons donc que pour mémoire.

R. RATEAU

INFOS

• Nouveautés composants •

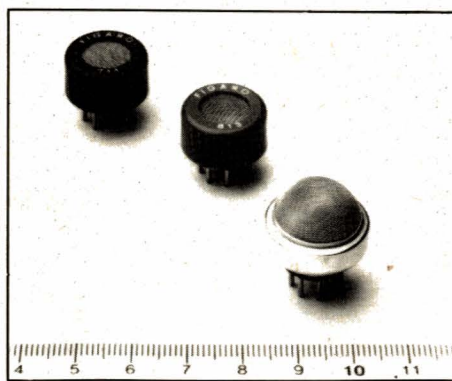
(suite p. 106)

FIGARO, distribué en France par la société PRISME, annonce la disponibilité de nouveaux détecteurs de gaz type TGS.

Le capteur à semi-conducteur sensible au gaz TGS est composé d'un semi-conducteur d'oxyde de métal aggloméré, principalement de Bioxyde d'étain SnO_2 . Lorsque le combustible ou les gaz réducteurs sont adsorbés à la surface du capteur, une modification de la conductivité électrique se produit. Les principales caractéristiques du capteur TGS assurent une haute sensibilité (quelques centaines de millièmes de m^3 de gaz facilement détectés), un montage associé à peu de frais et la capacité de détecter les gaz de façon répétitive sans détérioration.

En l'utilisant selon les données du fabricant, on peut attendre du capteur une durée de vie minimum de 8 ans.

Plus de 10 millions de capteurs TGS sont mondialement utilisés, principalement comme détecteurs de gaz, apportant une remarquable contribution au développement de la sécurité.



Ce en quoi il est nouveau

— Indépendance vis-à-vis des toxines catalytiques.

- Encombrement réduit.
- Facilité d'utilisation.
- Permet un montage électronique très simple.
- Permet de réaliser des détecteurs à faibles coûts.
- Très grande résistance aux chocs et vibrations.
- Plage de température à l'utilisation très étendue.

Applications

L'ensemble des gaz toxiques et combustibles sont détectés par le TGS. Les hydrocarbures et leurs dérivés - les hydrocarbures halogénés - les composés azotés - les gaz minéraux - les éthers - les cétones.

Société PRISME, 130, rue Jean-Pierre Timbaud, 92400 Courbevoie.
Tél. : 788.69.93.

L'amplificateur différentiel

La nécessité d'élargir la bande passante des amplificateurs jusqu'à la fréquence zéro, c'est-à-dire jusqu'aux tensions et courants continus, pose le problème de la compensation des dérives. Celles-ci résultent essentiellement de deux facteurs : à court terme, l'influence de la température, qui agit sur les paramètres des dispositifs semi-conducteurs ; à long terme, le vieillissement des composants, qui entraîne les mêmes effets.

Pour ces raisons, on s'efforce toujours, dans les montages à couplage continu, d'adopter une structure symétrique. Le circuit à deux transistors, dit amplificateur différentiel, ou amplificateur LTP (Long Tailed Pair), constitue un exemple très employé de ce type de montage.

Outre ses propriétés de compensation des dérives, l'amplificateur différentiel apporte une solution élégante pour le passage d'un signal dissymétrique à deux signaux en opposition de phase : on en trouve maintes applications, par exemple dans les étages d'entrée des amplificateurs d'oscilloscopes.

Exploitées fréquemment dans les circuits à composants discrets, les caractéristiques de l'amplificateur différentiel le sont systématiquement dans les amplificateurs opérationnels en circuits intégrés. Il s'agit donc d'un montage fondamental, qui justifie l'étude que nous lui consacrons.

Théorie de l'amplificateur différentiel

La structure fondamentale d'un amplificateur différentiel, est celle de la **figure 1**. Les transistors T_1 et T_2 y sont supposés aussi identiques que possible (même gain en courant β , même courant inverse I_s , même température de fonctionnement). Nous supposons aussi l'égalité parfaite des résistances de charge R_1 et R_2 . Enfin, le générateur de courant qui fournit l'intensité I est parfait, ce qui signifie qu'on peut considérer comme quasi infinie sa résistance interne q .

On se rappelle que le courant d'émetteur I_E d'un transistor est donné par la relation :

$$I_E = I_s \left[\exp. \frac{e V_{BE}}{k T} - 1 \right] \quad (1)$$

où :

- V_{BE} est la différence de potentiel émetteur-base,
- k est la constante de Boltzman ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot ^\circ\text{K}$),
- T est la température absolue,
- e est la charge de l'électron ($e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$).

Pour alléger l'écriture, nous posons :

$$V_K = \frac{k T}{e}$$

A la température ambiante ($T \approx 293^\circ \text{ K}$), V_K est voisin de 28 mV. I_s restant toujours très faible (de l'ordre de 10^{-12} A), le rapport I_E/I_s demeure très grand, ce qui permet de simplifier la relation (1) sous la forme :

$$I_E = I_s \exp. \frac{V_{BE}}{V_K} \quad (2)$$

Désignons par I_{C1} et I_{C2} les courants respectifs des collecteurs de T_1 et de T_2 . Les tensions des collecteurs, référencées par rapport à la masse, seront V_{C1} et V_{C2} . Enfin, on appellera ΔV_{BE} la différence de potentiel entre les bases B_1 et B_2 des deux transistors.

De la relation (2), on déduit, en appelant V_{BE1} et V_{BE2} les différences de potentiel émetteur-base de chaque transistor :

$$V_{BE1} = V_K \log \frac{I_{E1}}{I_s} = V_K \log \frac{I_{C1}}{I_s}$$

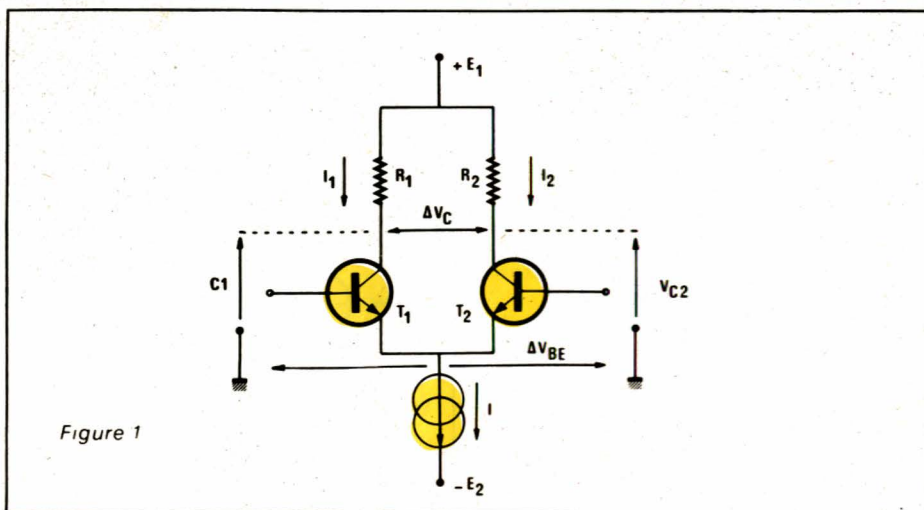


Figure 1

$$V_{BE2} = V_K \log \frac{I_{E2}}{I_S} = V_K \log \frac{I_{C2}}{I_S}$$

en assimilant les courants d'émetteur et de collecteur, ce qui est admissible pour des gains en courant β suffisants. Il vient alors :

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_K \log \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

En revenant aux exponentielles, et en tenant compte de la relation :

$$I_{C1} + I_{C2} = I$$

on en tire aisément les deux courants de collecteur :

$$I_{C1} = I \left[1 + \exp \frac{\Delta V_{BE}}{V_K} \right]^{-1}$$

$$I_{C2} = I \left[1 + \exp \frac{-\Delta V_{BE}}{V_K} \right]^{-1}$$

Compte tenu de la valeur numérique de V_K , et dans la mesure où les variations ΔV_{BE} restent suffisamment faibles, la relation entre les intensités I_{C1} ou I_{C2} et la variable ΔV_{BE} peuvent être considérées comme linéaires. Leur dérivée a pour expression :

$$\frac{d I_C}{d \Delta V_{BE}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I}{V_K}$$

et les courants de collecteurs sont pratiquement égaux :

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I}{2}$$

ou encore :

$$\frac{d \Delta V_{BE}}{d I_C} = 2 \frac{V_K}{I_E}$$

Or le rapport V_K/I_E n'est autre que la résistance de diffusion d'émetteur :

$$r_E = \frac{V_K}{I_E} = \frac{k T}{e I_E}$$

ce qui donne, finalement :

$$\frac{d \Delta V_{BE}}{d I_C} = 2 r_E$$

Gain en tension d'un amplificateur différentiel

Le gain d'un amplificateur différentiel exprime le rapport de la tension de sortie à la différence des tensions appliquées sur les deux entrées, c'est-à-dire sur les bases des

transistors T_1 et T_2 . Mais on peut considérer de deux façons la tension de sortie, ce qui conduit à deux expressions du gain.

Pour l'emploi asymétrique de la sortie, on prend celle-ci entre la masse et l'un des collecteurs, par exemple celui de T_2 . En désignant par R la résistance de collecteur :

$$R = R_1 = R_2$$

on a alors :

$$\left| d V_C \right| = R d I_C = R \frac{d \Delta V_{BE}}{2 r_E}$$

et le gain a pour expression :

$$G = \frac{d V_C}{d \Delta V_{BE}} = \frac{R}{2 r_E} \quad (3)$$

Le gain différentiel concerne le cas où la tension de sortie, maintenant notée ΔV_C , est la différence de potentiel recueillie entre les collecteurs de T_1 et de T_2 . Le calcul donne :

$$\left| d \Delta V_C \right| = 2 \left| R d I_C \right| = 2 \frac{d \Delta V_C}{d \Delta V_{BE}}$$

d'où :

$$G = \frac{d \Delta V_C}{d \Delta V_{BE}} = \frac{R}{r_E} \quad (4)$$

Remarque sur le mode de fonctionnement de T_1 et de T_2

Considérons le cas particulier de la figure 2, souvent utilisé pour transformer un signal dissymétrique

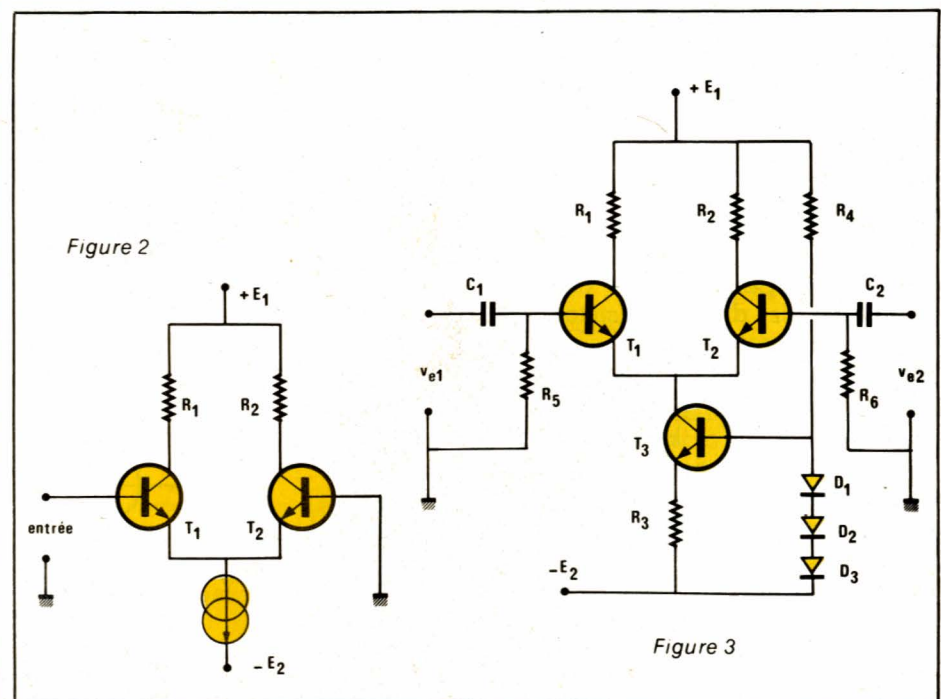
(celui qu'on applique entre la masse et la base de T_1) en deux signaux en opposition de phase, respectivement pris entre la masse, et les collecteurs de T_1 et de T_2 . La base de T_2 est alors, du moins vis à vis de l'alternatif, reliée à la masse : ce transistor travaille donc en **base commune**, et reçoit son signal d'entrée sur l'émetteur, à partir de T_1 : il offre, dans ces conditions, une très faible impédance d'entrée, qui charge l'émetteur de T_1 .

Ce dernier transistor, attaqué sur sa base, et ne voyant qu'une faible impédance sur son émetteur, travaille pratiquement en **émetteur commun**.

Structure pratique d'un amplificateur différentiel

La figure 1 ne précise pas la nature du générateur de courant alimentant l'ensemble des deux émetteurs. On peut, de façon relativement simple, le réaliser sous la forme que précise la figure 3.

Polarisées à travers R_4 , les trois diodes D_1 , D_2 et D_3 imposent, à leurs bornes, une différence de potentiel constante, et voisine de 2,1 volts (diodes au silicium). Compte tenu de la différence de potentiel émetteur-base de T_3 , il reste, aux bornes de R_3 , une tension elle-même constante, et voisine de 1,4 volt. Cette condition impose l'intensité I du courant



d'émetteur de T_3 , donc celle de son courant de collecteur, et, finalement, l'intensité I commune aux émetteurs de T_1 et de T_2 :

$$I = \frac{1,4 \text{ volt}}{R_3}$$

En l'absence de signaux d'entrée v_{e1} et v_{e2} , on maintient les bases de T_1 et de T_2 au potentiel de la masse, par l'intermédiaire des résistances R_5 et R_6 . Les deux collecteurs, à l'état de repos, se trouvent donc au même potentiel, de valeur :

$$V_{C1} = V_{C2} = E_1 - R_1 \frac{I}{2}$$

Afin de préserver l'excursion maximale possible sur les collecteurs, on choisira un potentiel de repos voisin de la moitié de la tension positive d'alimentation :

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{E_1}{2}$$

Pour les manipulations que nous proposons maintenant, on pourra adopter les valeurs numériques suivantes :

- $T_1 = T_2 = T_3 = 2N2222$
- $E_1 = + 9 \text{ volts}$; $E_2 = - 6 \text{ volts}$
- $R_1 = R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$
- $D_1 = D_2 = D_3 = 1N914$ ou $1N4148$
- $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = R_6 = 10 \text{ k}\Omega$.

La valeur de R_3 se calcule alors en fonction des conditions précédemment imposées. Pour polariser correctement T_1 et T_2 , il faut créer, dans R_1 et dans R_2 , une chute de tension :

$$V = \frac{E_1}{2} = 4,5 \text{ volts}$$

soit une intensité de 1 mA dans chaque collecteur. L'intensité qui traverse R_3 vaut donc 2 mA, ce qui donne :

$$R_3 = \frac{1,4 \text{ volt}}{2 \text{ mA}} = 0,7 \text{ k}\Omega$$

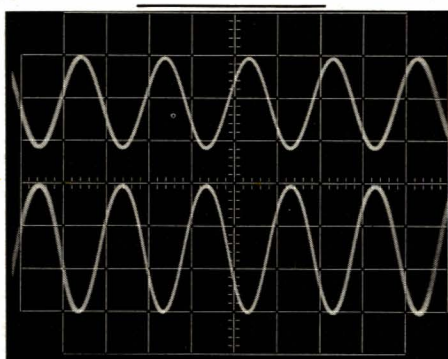
On adoptera la valeur normalisée la plus proche, c'est-à-dire 680Ω .

Mesure du gain

Pour mesurer le gain en tension du dispositif de la figure 3, asymétrique ou différentiel (le deuxième, comme le montrent les relations (3) et (4), est le double du premier), il est commode d'adopter le cas particulier où la base du transistor T_2 est maintenue au potentiel de la masse. On attaque alors la base de T_1 à travers un condensateur bloquant une

éventuelle composante continue ($C = 10 \mu\text{F}$), et on observe simultanément, à l'oscilloscope, les signaux suivants.

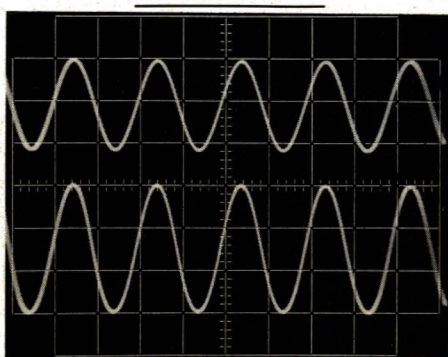
• Sur la base de T_1 , et sur le collecteur du même transistor. Comme le montre l'oscillogramme A, ces deux tensions sont en opposition de phase. Il s'agit là d'un résultat normal, puisque T_1 , comme nous l'avons vu, travaille en émetteur commun. Cette manipulation permet une première détermination du gain (voir la légende de l'oscillogramme A).



Oscillogramme A

Trace supérieure : signal sur la base de T_1 (50 mV div.).
Trace inférieure : signal sur le collecteur de T_1 (2 V div.).
Horizontalement : 0,5 ms/div. (signal à 1 000 Hz).
Le gain s'établit donc à 60.

• Sur la base de T_1 , et sur le collecteur de T_2 . Comme le montre l'oscillogramme B, ces deux tensions sont en phase. Ce résultat était prévisible, puisque base et émetteur de T_1 se trouvent en phase, et que T_2 , utilisé en base commune, ne déphase pas non plus. Cette manipulation fournit une deuxième détermination du gain (voir la légende de l'oscillogramme B).



Oscillogramme B

Mêmes conditions que précédemment, mais avec la sortie prise au collecteur de T_2 .

Le fonctionnement en mode commun

Les équations (3) et (4) montrent que, si les deux entrées sont atta-

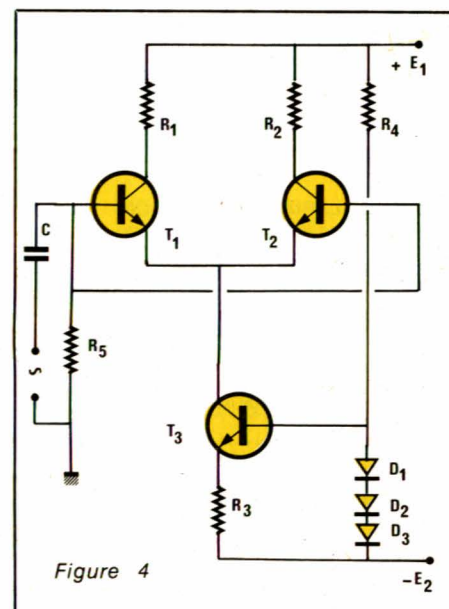
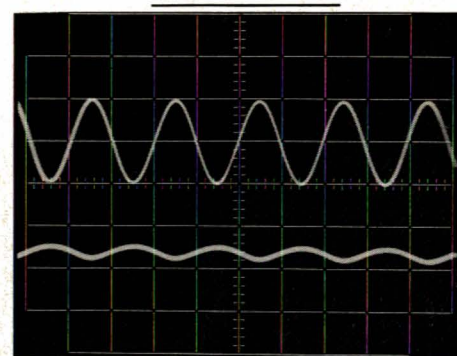


Figure 4

quées par le même signal $V_{BE1} = V_{BE2}$, la tension asymétrique ou différentielle de sortie est nulle. On dit que le gain en mode commun d'un amplificateur différentiel parfait, est nul. C'est une notion sur laquelle nous reviendrons, sous un angle théorique, dans un prochain article.

Nous pouvons, pour l'instant, tenter une vérification expérimentale de cette affirmation. Pour cela, on attaquera les bases de T_1 et de T_2 par le même signal alternatif, conformément au montage de la figure 4, et on observera la sortie soit au collecteur de T_1 , soit à celui de T_2 .

Les résultats que nous avons obtenus, sont illustrés par l'oscillogramme C. Celui-ci montre qu'il



Oscillogramme C

Trace du haut : signal commun aux deux bases (2 volts/division).
Trace du bas : signal au collecteur de T_2 (50 mV div.).

existe, en pratique, une faible tension de sortie : le taux de réjection, en mode commun, n'est pas infini. Cette notion, dans l'article prévu, sera également précisée, et physiquement justifiée.

R. RATEAU